8 f
396 PAGES
LIVe ANNÉE . N° 1643 . AVRIL 1978

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

ISSN 0337-1883

• AUDIO • VIDEO • ELECTRONIQUE • ARGUS HI-FI •

■ **BANCS D'ESSAI** : Le combiné amplificateur, tuner, magnétophone **BANG et OLUFSEN BEO CENTER 4000** □ L'amplificateur **AKAI AM 2450** □□□

■ **RÉALISATIONS** : Le multimètre numérique MX 7107 □ Une télécommande sonore □ un testeur universel pour semi-conducteurs □□□



BELGIQUE : 65 F.B. ● SUISSE 3.50 FS ● ITALIE : 1500 LIRES ● ESPAGNE : 175 PTAS ● CANADA : 1.75 $ ● ALGÉRIE 8 DIN ● TUNISIE 800 MIL

LE HAUT-PARLEUR

sommaire

ADMINISTRATION – REDACTION

Fondateur : J.-G. POINCIGNON
Directeur de la publication : A. LAMER
Directeur : H. FIGHIERA
Rédacteur en chef : A. JOLY
Secrétaire de rédaction : C. DUCROS

SOCIETE DES PUBLICATIONS RADIO-ELECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES
Société anonyme au capital de 120 000 F

LE HAUT-PARLEUR
2 à 12, rue de Bellevue
75940 PARIS CEDEX 19
Tél. : 200-33-05
Télex : PGV 230472 F

ABONNEMENTS

	FRANCE	ETRANGER
HAUT-PARLEUR (12 nos + 3 nos spéciaux) 1 AN	90,00 F	140,00 F
Abonnements groupés :		
HAUT-PARLEUR + E. PRATIQUE + SONO 1 AN	180,00 F	250,00 F
HAUT-PARLEUR + E. PRATIQUE 1 AN	125,00 F	195,00 F
HAUT-PARLEUR + SONO 1 AN	135,00 F	185,00 F

BULLETIN D'ABONNEMENT voir page 115.

PUBLICITE
SOCIETE AUXILIAIRE DE PUBLICITE
43, rue de Dunkerque
75010 PARIS
Tél. : 285-04-46 (lignes groupées)
C.C.P. PARIS 379360



Commission Paritaire N° 50 701

Dépôt légal 2e trimestre 1979
N° éditeur : 480
Distribué par
« Transport Presse »

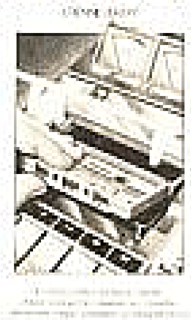
BIBLIOGRAPHIE

GUIDE PRATIQUE DE LA CASSETTE

Par E. LEMERY

Un volume broché de 220 pages. Format 15 x 21. Couverture couleur. 39 F. « Collection des Guides Diapason ». Editions Diapason. En vente à la Librairie Parisienne de la Radio.





DIAPASON

Après le « Guide Pratique du Discophile » de Gilles Cantagrel qui avait inauguré cette collection, le « Guide Pratique de la Cassette » qui la continue. Nous ne présenterons pas l'auteur, ce qui serait faire injure à nos lecteurs qui retrouvent chaque mois sa signature dans le « Haut-Parleur ».

Nous préciserons toutefois, pour nos lecteurs occasionnels, que E. Lémery traite depuis des années dans la revue de tout ce qui concerne les magnéto-cassettes et cassettes elles-mêmes, bancs d'essais compris. Ce qui ne peut que lui conférer une expérience peu commune et même une certaine autorité, en ce domaine.

L'ouvrage qui nous est transmis aujourd'hui est en quelque sorte une synthèse des multiples tours et détours de l'auteur dans le monde de la cassette, un monde qui n'a cessé de s'agrandir, mais aussi de se compliquer, depuis la sortie de la première cassette il y a maintenant une quinzaine d'années : et il devient de plus en plus difficile au néophyte de s'y retrouver au fur et à mesure que les performances augmentent en qualité et alors même que la cassette présente de nouvelles lettres de noblesse qui la rendent encore plus attrayante.

« Le Guide Pratique de la Cassette », c'est à la fois le passeport, la carte géographique et la boussole pour entrer et se diriger à coup sûr dans ce monde auquel nous faisons allusion plus haut sans risque de rester « en carafe » (car l'entretien et les remèdes aux incidents ont même été prévus...).

Donc plus de problèmes ; abordé à un niveau élémentaire, donc écrit pour le grand public, ce livre ne laisse rien de côté : principe de l'enregistrement magnétique ; constitution de la cassette et propriétés suivant la nature de la bande ; revue de tous les systèmes de magnéto-cassettes, des plus perfectionnés – sommets de gamme HiFi – à ceux plus ordinaires équipant les auto-radios ; utilisation des appareils, y compris les liaisons et branchements, pour en terminer avec l'entretien au sens le plus général du terme. Bref, de quoi être beaucoup plus à l'aise, en cas d'ignorance ou même de doute, quand une difficulté se présentera.

Un livre qui, en définitive, va de pair avec une chaîne HiFi complète ou même avec un simple magnéto-cassette.

HAUTE FIDELITE 1979

NON, ce n'est pas le nom d'une exposition de haute fidélité qui vient de se tenir quelque part dans notre capitale, mais la constatation de l'arrivée prochaine d'une série de produits divers qui viendront s'abriter sur nos étagères dans nos racks sur nos meubles, bref dans nos auditoriums privés.

Les fanatiques de HiFi devaient se contenter du Festival du Son et de l'exposition organisée par un revendeur qui proposait, juste en face des matériels que l'on dit ésotériques, des matériels plus chers que la moyenne et qui attirent tout de même, il faut le reconnaître pas mal de monde. Pour les professionnels uniquement se déroulait une exposition Audio Fidélité, une exposition calme, tranquille, organisée cette fois uniquement pour les revendeurs. Concurrence, peut-être, ce qui est sûr, c'est que Audio Fidélité faisait de la publicité pour le Festival du Son en signalant à son « ami public » qu'une autre exposition se tenait à la Porte Maillot. Nous n'avons pas trouvé la réciproque à la Porte Maillot, sans doute n'avons-nous pas pu aller partout !

Nous commencerons à parler d'une initiative de Radio France qui avait installé dans l'enceinte du Palais des Congrès une station locale appelée Radio France Festival. Une sorte de FIP HiFi qui proposait un programme de disques spécialement conçu pour la vérification des chaînes HiFi et, chaque jour, une émission de quelques minutes donnait des conseils aux fidèles auditeurs de cette chaîne. Un excellent moyen pour tester les tuners, des tuners qui devaient habituellement se contenter des programmes traditionnels sans doute pas toujours adaptés à la mise en valeur des équipements de réception MF stéréophoniques. Comme nous le verrons un peu plus loin, les tuners proposés deviennent très raffinés.

Quoi de neuf, nous avons découvert pas mal de produits, quelques nouveaux constructeurs, un peu de HiFi française, pas encore beaucoup. Nous nous sommes aussi rendus compte que, malgré les stricts règlements qui régissent l'admission des produits au Festival du Son et qui interdisent l'accès des produits « Audio Fidélité » comme devait le préciser M. Marc Menu lors de la conférence de presse précédant le Festival, nous avons pu constater la présence de quelques appareils du genre autoradio qui, en principe, n'avaient rien à faire ici et narguaient les organisateurs.

Autre invité indésirable, le Décabel. Le décabel correspond comme chacun sait à dix Bels soit 100 décibels, un niveau qui reste supportable. Malheureusement, nous avons pu constater des niveaux plus importants, ces niveaux sont, paraît-il, nécessaires pour faire entrer le bon peuple parisien et fanatique de son dans les auditoriums. Le Festival du Son mérite ici bien son nom !



Photo 1. – Radio France Festival. Le studio du Palais des Congrès.



Photo 2. – Hitachi. Audio Control Center et commandes à infrarouge. Magnétophone à réglages automatiques.

Passons maintenant au matériel en commençant par le premier maillon de la chaîne qui est la tête de lecture. Chez Ortofon, la cellule s'allège, devient toute petite, on la trouve montée au bout d'un porte-cellule, une démarche que ne renierait pas B & O. Cet allègement se retrouve chez Dual.

La bobine mobile est à la mode, elle devient intégrée dans un semi-conducteur chez JVC qui la propose en maquette. La pastille de silicium porte des conducteurs à la place de semi-conducteurs. Cette pastille est pratiquement installée à mi-chemin entre la pointe et la suspension.

Passons au tourne-disque, domaine dans lequel on trouve quelques français. Barthe propose un modèle nettement plus jeune que les anciennes Pro dont la présentation n'était pas très commerciale. Cette fois, l'entraînement est direct et les commandes sont électroniques. Le nouveau bras reprend quelques principes de l'ancien mais s'est nettement allégé.

D'autres fabrications françaises sont présentées, les usines de Moulins du groupe Thomson ont commencé des fabrications dont nous vous avons déjà présenté un échantillon. Originalité involontaire chez Brandt, une inversion de photo en première page. Décidément, le tourne-disque made in France démarre dans le mauvais sens...


Photo 3. – Recherche automatique de programme et commande de plusieurs magnétophones.

Retour français avec Scientelec, un constructeur bien connu qui présentait quelques prototypes de tables de lecture. Nous y avons remarqué un modèle comportant cinq billes d'acier qui se dirigent vers la périphérie lorsque le plateau se met en mouvement.

On a ainsi un démarrage rapide avec un plateau à relativement faible inertie et une augmentation de cette dernière lorsque les billes sont à la périphérie.

Autre proto, une semi-tangentielle, cette fois, le support du bras se déplace latéralement sur quelques centimètres. L'erreur de piste est réduite à 0,2 % environ.

Philips avait présenté ses nouveautés hors festival avec toute une gamme de produits. Une nouveauté toutefois, le 829, c'est un tourne-disque dont les commandes sont en dehors du couvercle une fois ce dernier refermé.

Radiola offre une gamme de tables de lecture identique.

La HiFi européenne

Beaucoup de constructeurs, peu d'entre eux se consacrent uniquement à la HiFi. Présentation cette année pourtant de marques nouvelles venues sur le marché comme Tecksel, un constructeur italien ou Vieta un constructeur espagnol offrant des matériels de toute première qualité, ce que nous avons pu juger d'après la conception interne des appareils.

Sur le plan technologique, les Européens ne sont pas en retard sur les Japonais qui bénéficient d'un large marché. Citons l'ensemble compact de Grundig offrant toutes les possibilités de commande à distance, notons également les chaînes de Dual pilotées par une commande par infra rouge avec tourne-disque, magnétophone, tuner, préamplificateur commandés à distance, une idée reprise par Hitachi, dans un centre de commande audio.

Par contre, beaucoup d'autres constructeurs disposant de moyens de fabrication achètent des appareils tout faits au Japon pour les commercialiser sous leur propre marque. Le retard sera long à rattraper.

Plus sophistiqués maintenant, le disque PCM de Pioneer, un disque laser audio qui devait obligatoirement être présenté un jour ou l'autre en France. Pioneer propose également un tourne-disque à bras tangentiel, l'originalité de ce bras est d'être entraîné par un moteur linéaire.

Professionnelle, la table de lecture PS X9 de Sony, nous


Photo 4. – Un petit coin de studio de la radio locale : Radio France.



Photo 5. – Cybernet : le dépouillement, derrière, des contacts en or.



Photo 6. – Les compacts en rack d'Aiwa.



Photo 7. – Sharp : le magnétocassette à deux places ou la duplication chez soi.

en avions parlé l'année dernière.

Autre vedette, la table de lecture PS B 80. Cette fois, nous avons un bras de lecture électronique. L'électronique est là pour asservir les mouvements du bras, les moteurs créent les forces horizontales et verticales pour le déplacement du bras, ils permettent l'application d'une force d'appui statique, avec affichage de cette dernière en chiffres, ils réduisent la résonance du bras et servent également à appliquer le couple de compensation de la force centripète. Nous avons retrouvé ici, extrapolés, quelques uns des principes utilisés pour la table de lecture Braun PS 550.

Sur un tourne-disque, on met un disque. Ce disque est en général porteur d'électricité statique, pour la supprimer, Audio Protec propose un antistatique appelé Permostat. Cet antistatique est vaporisé sur un disque, le disque est devenu anti-statique. Très belle démonstration du produit, un produit très efficace, il peut être utilisé sur les capots des tourne-disques (à condition que le produit ne les attaque pas), le plexiglas ainsi traité ne récolte plus la poussière.

Si toutefois vos disques sont très sales, alors prenez le LGL de Rexon ou un produit assimilé, on l'étale sur le disque, on le laisse sécher, on enlève alors la pellicule qui part avec les saletés. Le disque est redevenu comme neuf.

Autre source de sons, la radio. En général, on constate la multiplication des afficheurs digitaux, des synthétiseurs, des mémoires à recherche automatique des mises en mémoire des gammes d'ondes, nous retrouvons par exemple chez Grundig le système d'accord qui équipe le SVR. Le digital et le synthétiseur de fréquence restaient jusqu'à présent l'exclusivité des constructeurs très spécialisés dans la HiFi, les Technics, Sony, Revox et autres, maintenant, tout le monde y vient. Les mémoires électroniques voient leur prix baisser et les fabricants de semi-conducteurs offrent des systèmes d'accord complet, études comprises ou presque. Il ne reste qu'à personnaliser le système, le cas échéant.

Un exemple pris chez Philips, un tuner construit au Japon. Il offre douze stations préréglées, une recherche automatique des stations, une commande manuelle, une commande de mise en mémoire, le tout est piloté par quartz et synthétiseur de fréquence il ne coûtera « que » 4000 F, ces techniques restent dans le haut de gamme.

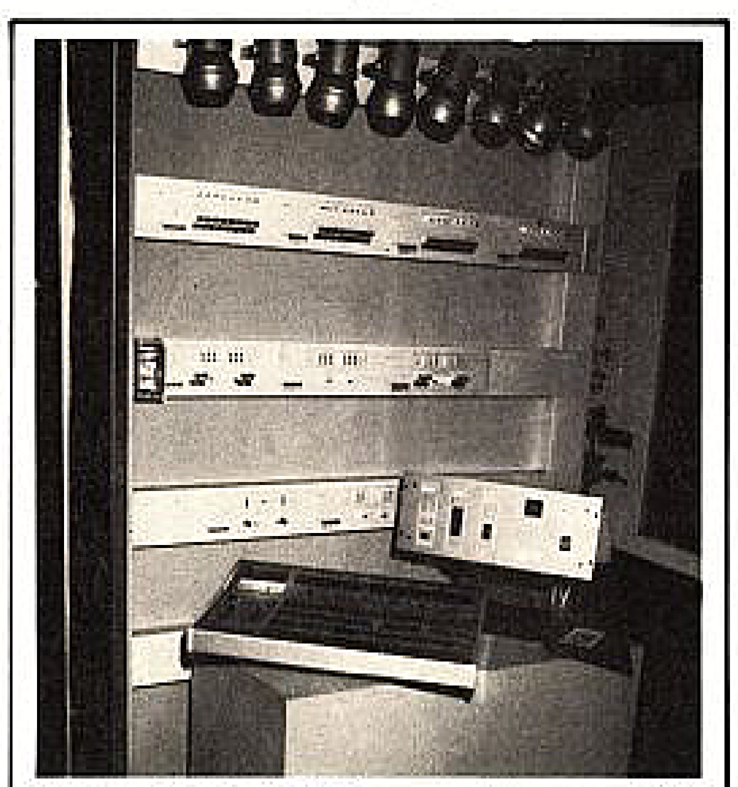


Photo 8. – Etelac : le dispatching nouveau style, commandé à distance par infra-rouge.

Chez Sony, nous trouvons une démarche technique identique, le ST-P7J offre ces possibilités sur plusieurs gammes d'ondes.

Ce qu'il est intéressant de noter c'est que la modulation de fréquence n'est plus la seule concernée, nous trouvons maintenant les ondes longues moyennes et ultra courtes, toutes programmables.

Dans les produits un peu moins chers, on trouvera l'indicateur de fréquence à chiffres qui remplace ou complète le cadran avec son aiguille et sa ficelle.

Ce dernier n'est pas mort. Luxman fait même preuve d'une certaine originalité en permettant de sentir sur le bouton le moment où l'accord sur une station est obtenu. Cette fois, c'est un électroaimant qui est commandé par le circuit de silencieux interstation. Lorsqu'on arrive sur la station, l'électroaimant met un embrayage en service pour bloquer le bouton. En forçant, on va plus loin et l'embrayage se défait.

Sur le plan technologique, les transistors MOS à triple porte arrivent, il paraît que cela se fait. On voit aussi se multiplier les filtres à onde de surface, un bel exemple d'application de ces filtres est donné par le KT 917 de Kenwood qui en utilise dans deux amplificateurs à fréquence intermédiaire séparés. Il associe ces filtres à un circuit de démodulation à comptage particulière-

ment linéaire, met quelques transistors à double porte sur ces circuits d'entrée et ajoute un circuit de réglage automatique de fréquence basé sur le centrage de la réception par rapport aux limites de la bande passante. Un circuit sur lequel, nous l'espérons, nous pourrons bientôt revenir. Les préamplificateurs et les amplificateurs de puissance abandonnent les indicateurs de niveau à galvanomètre pour recevoir des afficheurs à gaz, afficheurs de type linéaire ou encore des lignes de diodes électroluminescentes qui refont surface. La forme de ces diodes est adaptée aux circonstances et aux esthétiques, nous trouvons ainsi des diodes triangulaires ou d'autres très allongées formant des barreaux d'une certaine esthétique.

Les amplificateurs sont-ils de plus en plus puissants, sans doute. On se bat à coup de technologie, de décibels, les rapports signal sur bruit à des entrées phono dépassent les données théoriques, on trouvera maintenant plus de 85 dB de rapport signal sur bruit et cela sans pondération ! On se lance dans les méthodes de mesure globales grâce à des équipements automatiques et fort chers qui donnent en quelques instants tout ce que l'on sait sur l'amplificateur. Chez Technics, cela s'appelle le 3D, le « marketing » semble bien marcher chez les Japonais.

Le V-FET n'est plus tellement de la fête, on le rencontre encore de ci, de là, en attendant un retour.

Toujours plus vite, les bandes passantes essayent de s'agrandir. Pour cela, on utilise des transistors à fréquence de coupure très élevée que donnent les amplificateurs à grande vitesse de balayage chez Kenwood (230 V par microseconde), chez Sony, on va rechercher des conducteurs de chaleur qui permettent de monter les transistors les uns à côté des autres, le conducteur de chaleur véhiculant les calories vers les ailettes d'un radiateur. On diminue ainsi les distorsions en éliminant des câbles de liaisons entre les transistors de puissance et les circuits électroniques.

Chez les constructeurs français, nous trouvons les amplificateurs et préamplificateurs d'Elipson et quelques nouveaux produits d'Esart qui refait son apparition au Festival du Son.

Autre tendance que nous attendions depuis quelque temps, il s'agit des micro-chaînes. Ce que l'on appelle « micro components » au Japon.

La recette est simple. Pour les tuners, on prend un poste à transistors, on ne conserve que la partie MF, à la rigueur MA, tout cela rentre très bien dans une petite boîte. On pourra aussi utiliser des circuits miniaturisés, tout dépend du prix de vente des appareils. Pour les préamplificateurs, la miniaturisation passe par un resserrement de la façade ne facilitant pas toujours les manipulations. Si vous connaissez les machines à calculer style carte de crédit, vous saurez qu'elles restent encore manipulables. Donc, on pourrait éventuellement aller plus loin.

L'amplificateur conserve des dimensions nettement moins compactes, le transformateur et les radiateurs ne pouvant pas tellement être réduits. La seule solution pour la miniaturisation de l'amplificateur, c'est le choix d'une alimentation à découpage. Ces alimentations fonctionnent par découpage à fréquence haute du secteur, comme la fréquence est relativement élevée, le transformateur peut être petit. Autre formule que l'on connaissait d'ailleurs déjà, il s'agit simplement d'utiliser des enceintes comportant leur amplificateur, les haut-parleurs étant ou non asservis.

Pour les magnétophones à cassette, on reprend les techniques de l'auto-radio, ces appareils sont parfois de bons exemples de mécanique.

Dans la liste des fabricants de mini matériel, nous citerons dans le désordre Technics avec des alimentations à découpage, Uher avec une gamme à la taille du CR 240, Aiwa qui présente des appareils en rack, meuble compris, Toshiba qui tente le haut de gamme, Sony avec des produits très personnalisés, deux petites chaînes Falcon sont présentées, toutes deux utilisent des enceintes amplifiées. Autre gamme chez ce constructeur, elle comporte un ampli et un tuner, tous deux se présentent en profondeur avec une façade étroite. Beaucoup de prototypes sont présentés un peu partout, personne ne voulant rester à la traîne. Chacun sait construire le produit mais attend de voir la suite des événements. La chaîne compacte ne prendrait que 5 % du marché, beaucoup de constructeurs ne sont pas intéressés au partage de ces 5 %. Il reste 95 % à couvrir avec les chaînes traditionnelles.

Un peu plus grosse que les compactes, la chaîne Image 2 de Cybernet. Ce constructeur est l'un de ceux qui font le plus preuve d'imagination. On trouvera par exemple des magnétophones à cassettes s'arrêtant automatiquement au bout de deux secondes sans musique, leur chaîne fera de même et se déconnectera du secteur si il n'y a pas eu de musique depuis deux minutes...

Les amateurs de matériel de discothèque seront comblés avec un ensemble autorisant des mélanges automatiques.

C'est sans doute dans le domaine de la bande magnétique et plus particulièrement de la cassette qu'il faut aller chercher la sensation. Sensation, c'est l'apparition pour le public des cassettes aux alliages métalliques. Elles étaient là, derrière des portes de magnétophones à cassette solidement verrouillées pour ne pas être emportées par un public qui n'est pas en mesure de les



Photo 9. – A droite, le disque non traité, à gauche, le disque traité Permostat après bain de poussière.



Photo 10. – Leader - Tekelec : la mesure en HiFi.



Photo 11. – Grundig : commande à distance intégrale.



Photo 12. – Pioneer : le disque audio à lecture par laser.

utiliser. Les magnétophones doivent être conçus pour elles.

Le magnétophone, c'est aussi la bande, le magnétophone à bobines. Chez Akai, nous le retrouvons avec de nombreux modèles, une gamme de 8 appareils. Les deux magnétophones « reverse », à lecture et enregistrement dans les deux sens se distinguent par une esthétique presque symétrique. La mécanique est symétrique en tout cas. L'un de ces magnétophones est équipé d'un réducteur de bruit Dolby.

Philips, que l'on croyait plutôt orienté vers le grand public présentait aussi son magnétophone à bobines. Les bobines sont entraînées par des moteurs (entraînement direct, le moteur du cabestan est asservi par quartz. Il dispose de quatre vitesses, 38, 19 et 9,5 cm/s, a des commandes électromagnétiques à mémoire, des stabilisateurs de bande avec électronique de contrôle, un compteur à 5 chiffres avec programmation de l'arrêt au zéro, la prémagnétisation est réglable. Il passe 26 kHz à 38 cm/s, 16 kHz à 9,5 cm/s. Son prix laisse rêveur : 7 350 F.

Nakamichi reste un grand du magnétophone à cassette et confirme sa position. Après le 580, c'est le tour des 581 et 582. Ces appareils sont des magnétophones à trois têtes séparés prévues pour les cassettes aux alliages. La technique employée pour les têtes est originale, les têtes d'enregistrement et de lecture sont en effet installées dans la place qui leur est traditionnellement réservée c'est-à-dire le centre de la cassette. Les deux têtes sont donc toutes petites, elles sont toutes deux réglables séparément, en hauteur comme en azimuth, un réglage presque externe que l'on devra confier aux spécialistes de la marque. La tête d'effacement est du type toroïdale avec secondaire monospire, une technique permettant d'augmenter le rendement de la tête, les têtes sont des têtes Cristalloy, un matériau à la Nakamichi. Une découpe spéciale des têtes permet de les user jusqu'au bout sans crainte de perte excessive. Chez Nakamichi, la cassette reste sage et la bande avance à 4,75 cm/s.

L'indépendance des têtes permet un réglage d'azimut, l'azimut physique étant différent de l'azimut magnétique.

L'utilisation des deux têtes séparées, une spécialisée pour l'enregistrement et l'autre pour la lecture permet de profiter au maximum des avantages des cassettes aux alliages métalliques.

Cassettes métalliques, nous avons chez 3M, chez TDK, chez Maxell, mais les échantillons ne sont pas encore disponibles et également chez Sony qui présentait un magnétophone avec cassette métal, une cassette signée Sony qui n'avait pas encore imprimé ses étiquettes.

La cassette Métal se présente encore comme un prototype, aucune normalisation n'a encore eu lieu. Les constructeurs japonais sont prêts, chez les européens, AGFA et BASF n'en parlent pas alors que Philips vient de faire les présentations.

Le magnétophone présenté chez Sony est un modèle de luxe, la cassette s'installe dans un tiroir massif puis disparait à l'intérieur du magnétophone. Pour la sortir, on effleure un bouton du tiroir et un moteur se met en route pour permettre de la remplacer. Une petite merveille qui sait aussi traiter les cassettes métal.

Toujours dans le domaine merveilleux, nous avons eu droit à deux beaux exemples l'un signé Hitachi, l'autre JVC.

Le magnétophone d'Hitachi est le D-5500. Son micro-calculateur règle automatiquement le magnétophone sur un type de bande pour le préparer à l'enregistrement. Dans une première étape, il ajuste le niveau d'enregistrement. Ensuite, il modifie la prémagnétisation puis revient sur le niveau d'enregistrement. L'opération suivante est une égalisation du haut médium, elle se fait pour une fréquence de 7 kHz. Enfin, il effectue une égalisation de l'aigu puis rebobine la cassette au point de départ. Les paramètres de réglage de trois bandes peuvent être mis en mémoire. Le clavier de cet appareil est en fait un clavier à infra-rouge, il permet donc une commande à distance, cette technique d'utilisation du boîtier de commande n'est pas nouvelle, des applications de ce type étaient présentées il y a presque deux ans à Berlin.

Le magnétophone JVC KD-A8 possède lui aussi un microprocesseur qui se charge également de ces opérations, c'est le système dit Best (le meilleur) B voulant dire prémagnétisation, E, égalisation, S sensibilité et T Total. La détection du type de bande est automatique, il règle la polarisation pour une bande spécifique, il ajuste l'égalisation pour avoir une tolérance de ± 0,5 dB à 10 kHz, la sensibilité se règle à un demi dB près, il détecte aussi les crêtes de niveau pour ajuster le gain en conséquence, il détecte les défauts de bande.

Voilà de quoi bien simplifier la vie des amateurs de cassette.

Les réducteurs de bruit sont à la mode. Toshiba va même jusqu'à annoncer que son réducteur de bruit Adres permet tout simplement de tirer de meilleures performances qu'avec un magnétophone demi-piste tournant à 38 cm/seconde, il n'hésite pas non plus à comparer les résultats obtenus à un codage PCM. Le système ADRES est un compresseur expanseur compatible avec la cassette et dont le pompage du bruit de fond a été pratiquement rendu inaudible. Adres est vendu en coffret ou intégré à certains magnéto-

phones, un circuit intégré a spécialement été réalisé par Toshiba.

Autre système, le Hi-Com de Telefunken présenté pour la première fois en France, les démonstrations sont là, convaincantes, nous attendons une véritable commercialisation du produit et surtout des explications un peu plus complètes du système. On parle de compatibilité avec le Dolby B, quel compromis faut-il faire, nous attendons la réponse et serons très heureux de pouvoir vraiment tester le système.

Pour la cassette, Pyral propose une nouvelle mécanique et un meilleur état de surface des bandes, Agfa uniformise sa présentation, et précise les conditions d'utilisation, BASF pousse sa cassette LH1 Super et diversifie sa gamme Hi-Fi, Mémorex présente la MRX 3, Ampex ses Grand Master et une bande pour égalisation à 70 microsecondes, Audio-Magnétics se prépare à commercialiser une cassette à 70 µs et présentait la plus grande cassette du monde...

Une firme bien française, LST électronique se propose d'automatiser des magnétophones à cassette et offre des équipements de recherche automatique de séquence permettant de coupler quatre magnétophones à cassette à un boîtier central unique. Ce type d'équipement, plus spécialement destiné au professionnel permettrait de réaliser des systèmes de diffusion automatique de musique, système intéressant pour les stations radio, les magasins où on diffuse une musique d'ambiance. Les spots publicitaires peuvent être programmés et préparés chaque jour. Un des magnétophones peut être spécialisé pour les commentaires, les autres pour la musique.

Pour résumer la situation, le magnétophone à cassette se dote d'afficheurs modernes, qu'ils soient à gaz ou électriques, fluorescents ou électroluminescents. On trouvera aussi de véritables indicateurs bargraph au néon (orange) ou encore des vu-mètres à cristaux liquides. A part les automatismes, les micro-processeurs, la technologie classique n'évolue pas, le magnétophone à cassette ne doit pas être trop onéreux. La vogue des mini-chaînes permettra sans doute de miniaturiser les mécaniques.



Photo 13. – Radiola : le retour du magnétophone à bande.

Les engins spéciaux...

La duplication est une opération qui n'est en général pas très appréciée des sociétés qui éditent disques et cassettes. Sharp vient les « aider » en présentant tout simplement un magnétophone à cassettes. Cassettes avec un S car il peut en recevoir 2. Sans doute pour enregistrer l'une à partir de l'autre, à moins qu'il ne s'agisse d'une machine à faire les montages électroniques ou encore d'un appareil permettant d'enregistrer des longues émissions ou des « intégrales » sans trou... En tous cas, l'appareil est très beau et réjouira les amateurs de boutons.

Chez Technics, nous avons pu admirer une fois de plus le magnétophone PCM parallèle à têtes à couches minces.

Sony continuait des démonstrations PCM, ainsi d'ailleurs que JVC et Pioneer. Le PCM serait-il aux mains des Japonais ?

Chez Sony, nous avons pu recevoir les documentations d'un magnétophone PCM à 24 canaux, d'un lecteur de disque PCM, d'un mélangeur digital à quatre voies qui ne permet toutefois pas de faire de correction de timbre, on ne peut ici que traiter les niveaux, il s'agit d'une addition à quatre chiffres associée à des multiplications très rapides. La chambre d'écho digitale est bien entendu au programme de ce constructeur.

Toujours chez Sony, nous avons pu voir une nouvelle table de mélange pour amateurs, cette table de mélange dispose d'un écho électronique intégré. La technologie Sony était présentée sous forme des caloducs (refroidissement de transistors de puissance), de moteur BSL, moteurs très plats, de transistor à effet de champ à structure verticale et complémentaire. Les haut-parleurs à membrane carrée seront intégrés aux enceintes l'année prochaine.

Les appareils de mesure figurent toujours un peu dans ces expositions, générateur HF de radiometer au Festival du son et traceur de courbe de Leader à Audio-Fidélité. Un nouvel équipement permet de mesurer les enceintes acoustiques, il étendra les possibilités du traceur que nous avions testées il y a quelques mois.

Les analyseurs en temps réel rentrent dans les appareils Hi-Fi, nous citerons par exemple celui de Scott, analyseur par octave. ADI présentait aussi un analyseur en temps réel, c'est un petit appareil qui dispose de plusieurs mémoires et de son générateur de bruit. Autre appareil intéressant chez ce constructeur, un correcteur graphique qui dispose d'un analyseur interne et d'un générateur de bruit rose permettant de faire l'égalisation d'un local sans l'aide d'autres appareils.

Etelac présente, outre une gamme de produits audio, correcteurs, tables de mixages, modules adaptateurs de micros destinés aux professionnels, un nouveau système de dispatching pour auditorium. Son originalité est d'être commandée par infra-rouge, il est prévu pour afficher automatiquement le prix de la chaîne composée des éléments en service. Une programmation est prévue pour les chaînes en promotion, les enceintes peuvent être signalées par des spots. Si les chaînes HiFi se sophistiquent, on peut en dire autant des équipements d'auditoriums.

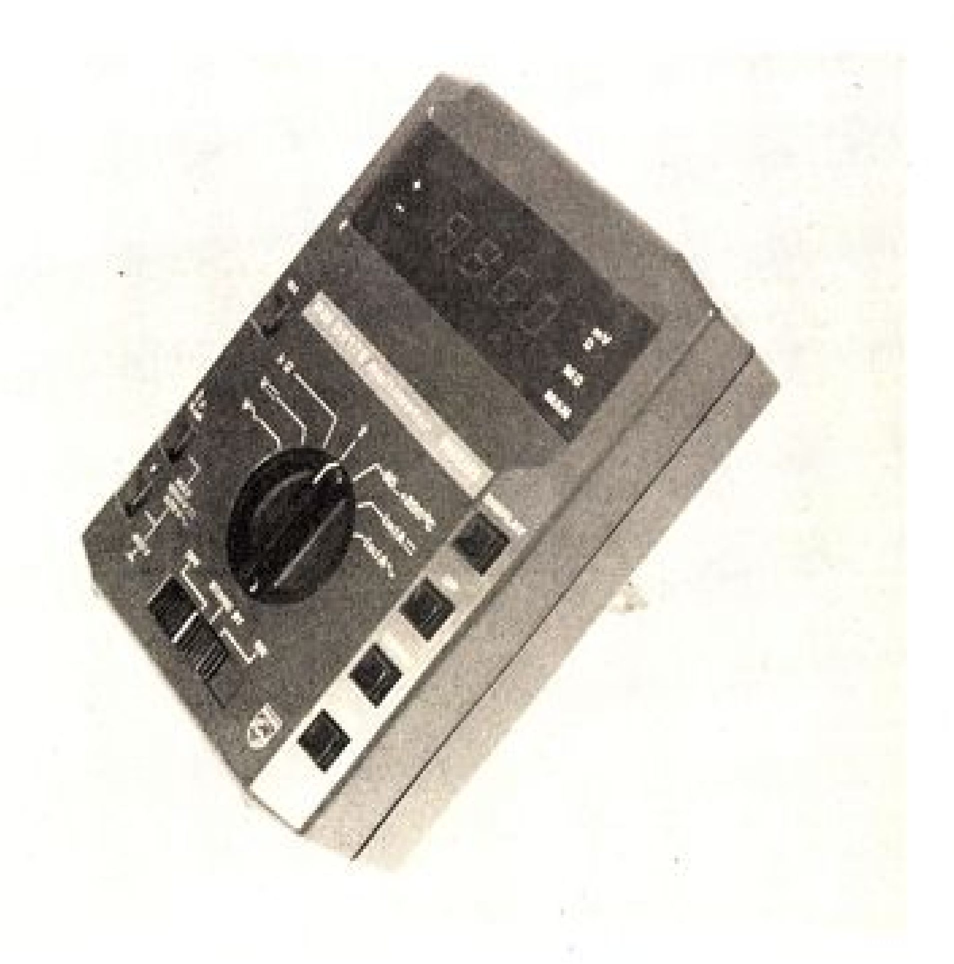
Que retenir de ces manifestations ?

La cassette métal (et non au fer pur), les micro-chaînes, les indicateurs de niveau à gaz, les multiplications des diodes Led, une « gadgetisation » toujours plus poussée, une complication des tuners avec généralisation dans un ou deux appareils d'une gamme, d'un synthétiseur, d'une recherche automatique de station ou d'une programmation sur toutes les gammes d'ondes. Toutes les gammes de tous les constructeurs japonais se ressemblent, à quelques exceptions près, les européens cherchent à se différencier par une recherche esthétique différente. Les performances s'améliorent, sur les prospectus comme d'ailleurs sur les appareils.

Quant aux normes NF des enceintes, elles ne concernent qu'un nombre très limité de produits, la liste ne s'est guère allongée depuis l'année dernière, la qualité du matériel serait-elle en train de diminuer, nous ne le croyons pas ; celle des démonstrations ne change pas, on suit la mode et on tente de faire plus de son que le voisin, pour que le visiteur retienne la marque qui l'aura le plus secoué. Attention aux oreilles...

Etienne LEMERY

LE MULTIMETRE DIGITAL PHILIPS 2517 E



LE multimètre Philips 2517 E effectue les mesures de tensions continues et alternatives, d'intensités continues et alternatives, de résistances. Il permet également de tester les diodes. L'utilisation d'une sonde autorise aussi la mesure des températures, de – 60 °C à + 200 °C.

La commutation automatique des gammes sur les tensions et les résistances, les précisions annoncées, et la qualité de la fabrication, classent incontestablement ce multimètre dans la catégorie des appareils professionnels.

– I – Résumé des caractéristiques techniques

Mesure des tensions continues :
– 4 gammes donnant respectivement, à pleine échelle : 999,9 mV ; 9,999 V ; 99,99 V et 999,9 V
– résolution : 100 µV
– précision : ± 0,2 % de la lecture ± 0,5 % de la pleine échelle
– coefficient de température : 300 ppm/°C
– impédance d'entrée : 10 MΩ.

Mesure des tensions alternatives :
– 4 gammes (les mêmes qu'en continu)
– résolution : 100 µV
– précision : ± 0,5 % de la lecture ± 0,1 % de la pleine échelle
– coefficient de température : 300 ppm/°C
– impédance d'entrée : 2 MΩ pour les gammes 1 V et 10 V ; 1,8 MΩ pour les gammes 100 volts et 1 000 volts.

Mesure des intensités continues :
– 2 gammes : 100 mA et 10 A à pleine échelle
– précision : ± 0,8 % de la lecture ± 0,1 % de la pleine échelle
– chute de tension : < 200 mV sur 100 mA ; < 150 mV sur 10 A.

Mesure des intensités alternatives :
– 2 gammes : 100 mA et 10 A à pleine échelle
– précision : ± 0,8 % de la lecture ± 0,1 % de la pleine échelle, à 50 Hz
– chute de tension : comme en continu.

Mesure des résistances :
– 5 gammes : 999,9 Ω ; 9,999 kΩ ; 99,99 kΩ ; 999,9 kΩ ; 9,999 MΩ
– résolution : 0,1 Ω
– précision : sur les trois premières gammes : ± 0,5 % de lecture ± 0,1 % de la pleine échelle ; sur les deux dernières gammes : ± 1 % de la lecture ± 0,1 % de la pleine échelle.

Test des diodes :
– courant de test : 1 mA
– échelle de lecture : + 999,9.

Mesure des températures :
– utilisation de la sonde PM 9248
– gamme de mesures : de – 60 °C à + 200 °C
– précision : de – 60 % à + 100 °C : ± 1 % de la lecture ± 2 °C, de + 100 °C à + 200 °C : + 1, – 3 % de la lecture ± 2 °C..

Affichage :
– sur 4 afficheurs à LED de 11 mm de hauteur, avec affichage automatique de la virgule.

– II – Etude du schéma

Synoptiquement (fig. 1), le multimètre PM 2517E rassemble les parties essentielles correspondant à toutes les fonctions classiques d'un multimètre digital : atténuateurs associés aux différentes gammes de mesures, circuits analogiques d'entrée pour la conversion des diverses grandeurs (tensions alternatives, intensités continues ou alternatives, résistances) en une tension continue, convertisseur analogique/digital, et circuits d'affichage, avec naturellement la section de contrôle logique des différentes opérations.

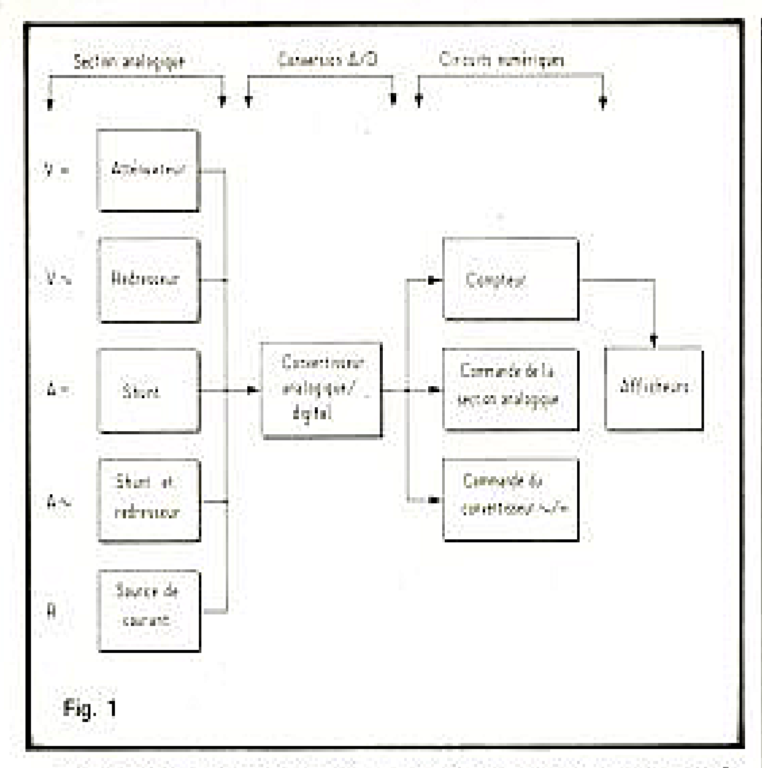


Fig. 1

Gamme V=	Atténuation d'entrée	Signaux logiques		Sensibilité convertiss. A/D
		G_A	G_B	
1 V	10	0	0	0,1 V
10 V	10	0	1	1 V
100 V	1 000	1	0	0,1 V
1 000 V	1 000	1	1	1 V

TABLEAU 1

Gammes de mesure	Signaux logiques			I_x
	G_A	G_B	G_C	
1 kΩ	X	X	1	1 mA
10 kΩ	0	0	0	100 μA
100 kΩ	1	0	0	10 μA
1 MΩ	0	1	0	1 μA
10 MΩ	1	1	0	100 nA

TABLEAU 2

L'originalité tient particulièrement à la commutation automatique des gammes, grâce à laquelle le commutateur principal ne sert qu'à la sélection des diverses fonctions proposées, c'est-à-dire :

– mesure des tensions continues ou alternatives,
– mesures des intensités continues ou alternatives,
– mesure des résistances,
– test des diodes,
– mesure des températures.

Examinons d'abord le cas de la mesure des tensions continues ; nous nous référerons alors au schéma de la figure 2, qui montre comment sont sélectionnées les différentes sensibilités. D'abord, un signal de commande référencé G_A, effectue une première sélection sur le convertisseur A/D lui-même, dont la sensibilité à pleine échelle peut valoir soit 1 volt, soit 100 mV.

Une deuxième commutation, commandée par le signal logique référencé G_B, porte sur l'atténuateur à résistances de l'entrée, qui fournit les rapports d'atténuation 10 ou 1 000. Au niveau logique 0 de G_B, le transistor à effet de champ V_{201}, utilisé en commutateur électronique, est bloqué, et se comporte donc comme un interrupteur ouvert. Au contraire, lorsqu'un signal logique 1 est appliqué sur sa porte, V_{201} conduit, et l'ensemble des résistances R_{201} à R_{208} forme un diviseur de tension. Dans ce même schéma de la figure 2, les commutateurs notés V = sont les contacts correspondant aux mesures de tensions continues, du commutateur de fonctions.

Si on résume les différents cas possibles, en tenant compte de l'atténuation d'entrée, et de la sensibilité du convertisseur A/D, les quatre gammes de sensibilités sont indiquées dans le tableau 1 en fonction des niveaux logiques G_A et G_B :

On retrouverait un principe de commutation semblable, mais de mise en œuvre un peu plus complexe, pour la mesure des tensions alternatives. Il est fait appel, cette fois, à deux autres transistors à effet de champ, commandés tous les deux par les signaux logiques G_A et G_B, en même temps que la sensibilité du convertisseur A/D. Nous n'entrerons pas dans l'analyse du fonctionnement, relativement compliqué.

La figure 3 montre le circuit, lui aussi assez complexe, utilisé pour la mesure des résistances. Ramené à l'essentiel, ce circuit a pour objet de faire circuler, à travers la résistance inconnue R_x, un courant I_{rx} d'intensité déterminée, et de mesurer la chute de tension V_x aux bornes de R_x.

Qu'elle soit manuelle ou automatique, la commutation des gammes ne porte, ici, que sur l'intensité du courant I_{rx}, imposée par l'intermédiaire de trois signaux logiques G_A, G_B et G_C : la sensibilité du convertisseur A/D est toujours maintenue à 1 V, pour la pleine échelle.

La source de courant programmable, est notée OQ 0063 sur le schéma de la figure 3. L'intensité de départ, I_{REF}, s'ajuste, lors du calibrage, à l'aide de la résistance variable R_{403}, branchée en série avec R_{411}. Les intensités finalement utilisées, c'est-à-dire I_{rx}, sortent du diviseur de courant I/n, dont le rapport de division est fixé par les signaux G_A, G_B et G_C.

La liaison entre les différentes gammes de mesures d'une part, l'état des signaux logiques d'autre part, et enfin l'intensité I_x qui traverse la résistance inconnue, est résumée dans le tableau 2.

On remarquera, d'autre part, l'existence d'une compensation du courant d'entrée I_{ADC} du convertisseur A/D. Pour cela, la tension V_x aux bornes de R_x est multipliée par deux dans un amplificateur de compensation inclus dans le circuit OQ 0063. La tension $2V_x$ obtenue, est alors appliquée sur la résistance R_{409} de même valeur que la résistance d'entrée du convertisseur (10 MΩ), qui extrait donc le courant de compensation I_{comp}, égal à I_{ADC} (fig. 3).

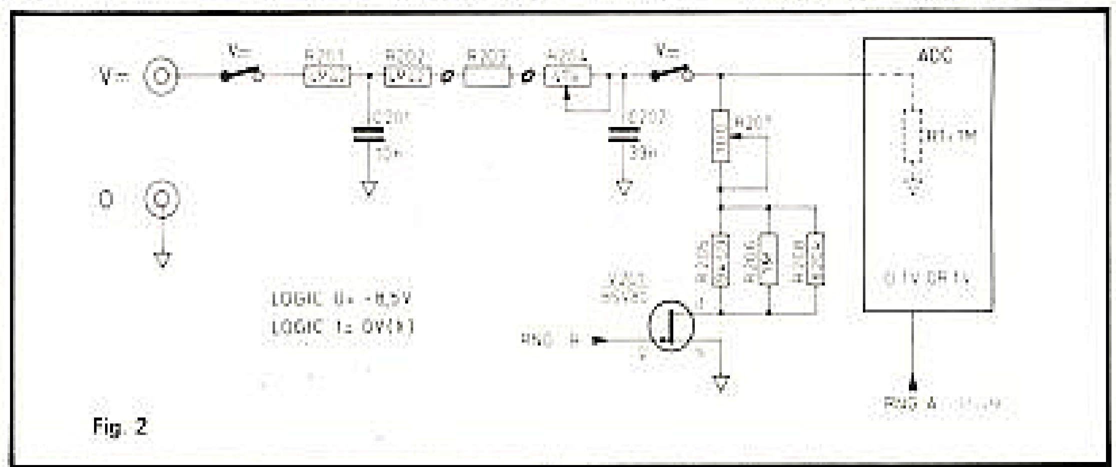


Fig. 2

Fig. 3

– III – La mesure des températures

Nous avons signalé, dès le début de notre étude, l'existence d'une sonde PM 9248, se présentant sous la forme d'une pointe de contact, pour la mesure des températures de surface : on sait l'intérêt d'un tel dispositif, pour le contrôle, notamment, des températures des boîtiers sur les dispositifs semi-conducteurs de puissance.

Cette sonde autorise les mesures entre – 60 °C et + 200 °C, avec une résolution de 0,1 °C. Elle se branche sur une entrée DIN à 5 broches, située sur le côté du multimètre PM 2517 E.

Le fonctionnement de la sonde est illustré par le schéma de la figure 4. La résistance R_{PROBE} dont la valeur est liée à sa température, donc à celle qu'on mesure, fait partie d'un pont dont on peut régler l'équilibre par la résistance ajustable R_{502} : cet équilibre est ajusté à 0° C, température pour laquelle R_{PROBE} vaut sensiblement 35 Ω.

Sur l'une des diagonales du pont parvient le courant I_x de la source déjà utilisée pour les mesures de résistances. Le convertisseur A/D lit la différence de tension aux bornes de l'autre diagonale.

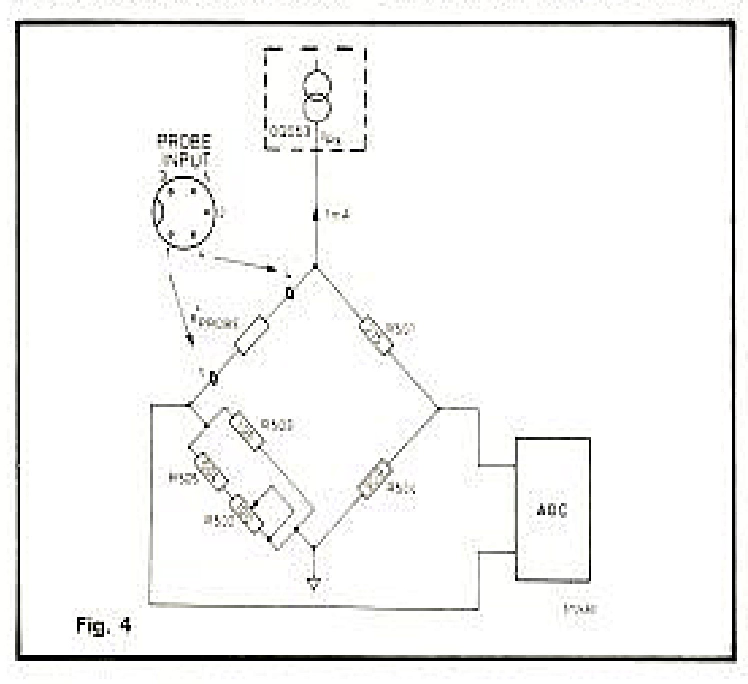


Fig. 4

– IV – Présentation et utilisation du multimètre PM 2517 E

La façade du coffret relativement massif (longueur 165 mm, largeur 115 mm, et hauteur 50 mm), est photogra-

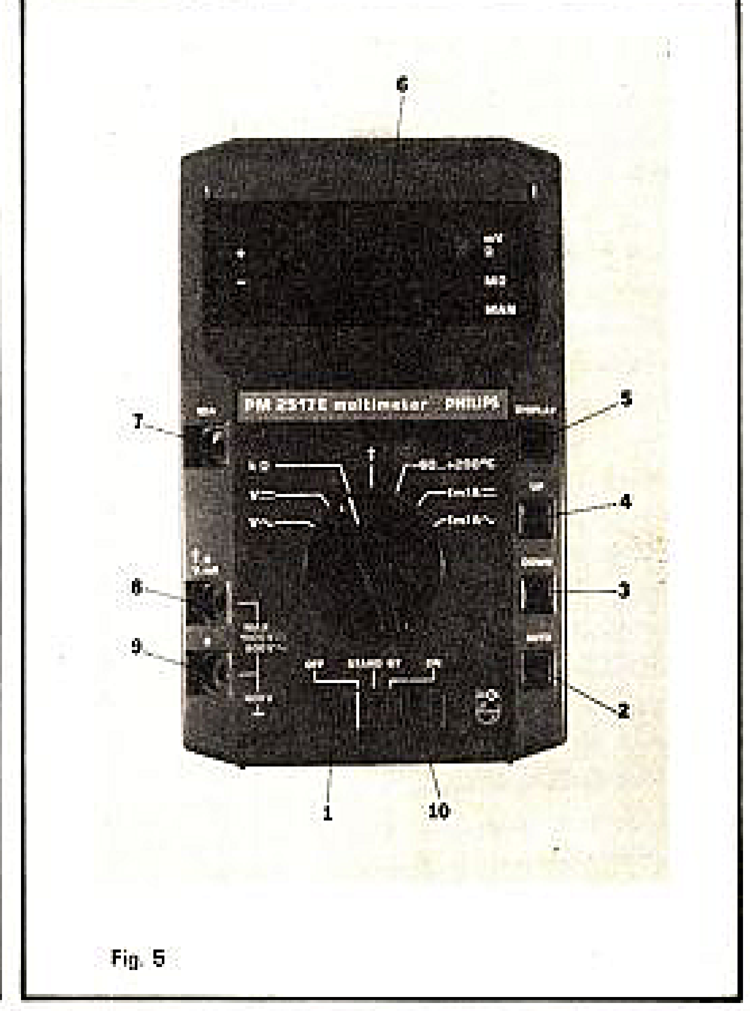
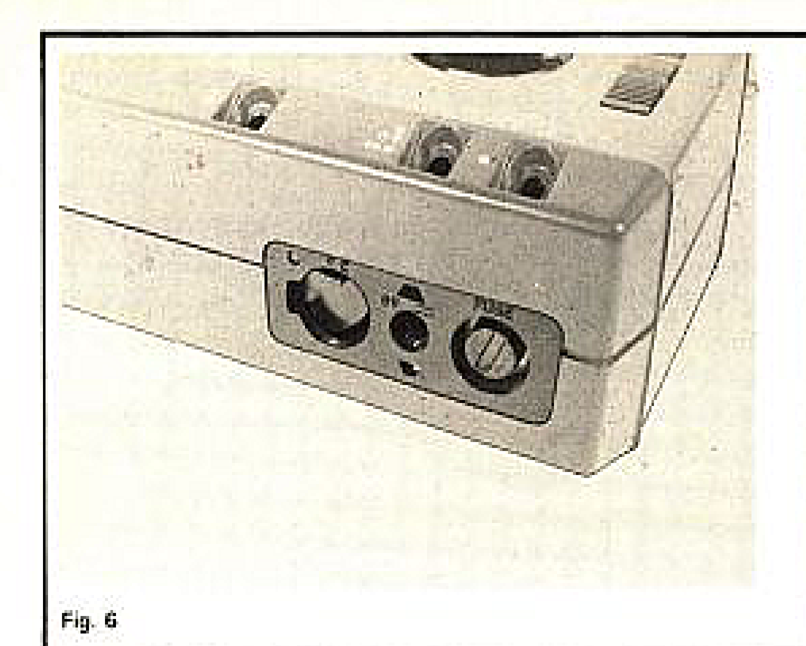
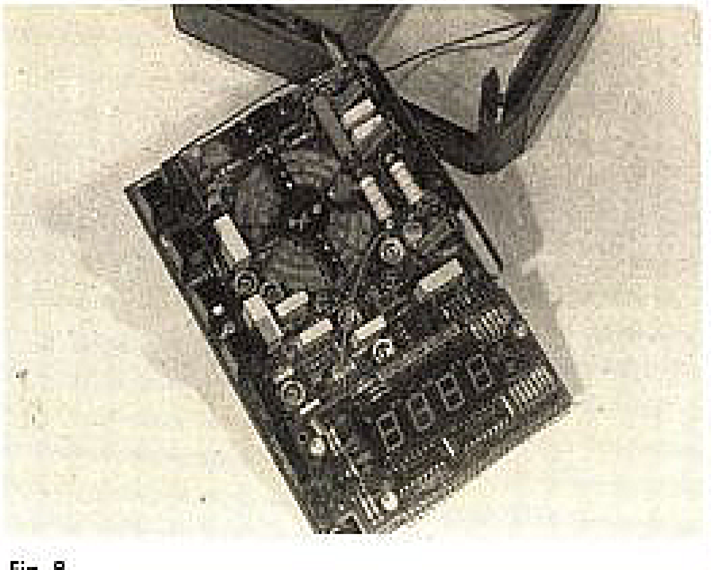


Fig. 5


Fig. 6


Fig. 8

phiée à la figure 5. Si on excepte la prise DIN pour le branchement de la sonde des températures, et le jack de liaison avec le bloc convertisseur destiné soit à l'alimentation directe à partir du secteur, soit à la recharge des batteries internes, le PM 2517 E n'offre que trois bornes d'entrée : la borne commune (9), une borne unique pour toutes les fonctions (8), et une borne spéciale pour les fortes intensités, jusqu'à 10 A (7).

Le commutateur de mise sous tension (1), offre trois positions. Dans celle du milieu (Stand-by), les afficheurs ne restent allumés que pendant 40 secondes environ, chaque fois qu'on presse le bouton (5) (DISPLAY). Ceci permet d'économiser les piles sans avoir continuellement à allumer et éteindre l'appareil, dans le cas d'une succession de mesures pendant un temps prolongé. Notons cependant qu'en STAND-BY, le point lumineux affichant le signe reste toujours allumé, et sert ainsi de témoin.

Le grand commutateur rotatif central (10), sélectionne les 7 fonctions du multimètre.

Trois touches enfin, servent à déterminer le choix du fonctionnement avec sélection automatique ou manuelle des gammes. Si on presse la touche AUTO (2), le fonctionnement est entièrement automatique. Les touches DOWN (3) et UP (4), lorsqu'elles sont pressées chacune une fois choisissent les gammes inférieure ou supérieure, en fonctionnement manuel.

Dans tous les cas, le point décimal se positionne automatiquement entre les chiffres d'affichage. Le fonctionnement en manuel, ainsi que les gammes mV, Ω et MΩ sont signalées par des LED donnant un point lumineux, en face de la sérigraphie correspondante sur l'écran rouge placé devant les afficheurs.

La photographie de la figure 6, montre les éléments disponibles sur le côté du boîtier. On y trouve :

– la borne de raccordement de la sonde de mesure des températures, normalement protégée par un petit volet escamotable ;

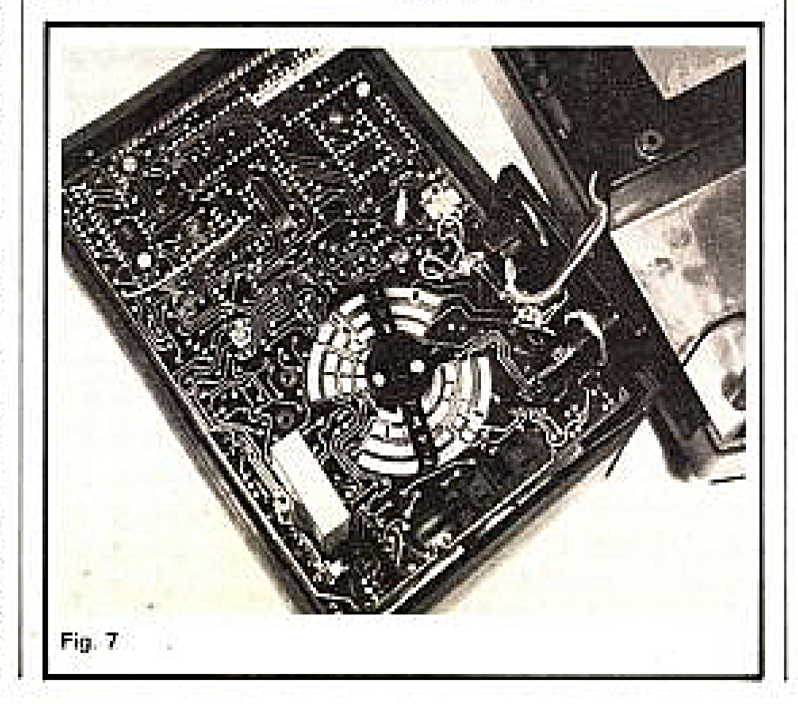
– la prise de jack pour le branchement de l'adaptateur secteur.

Utilisable sur 220 volts, cet adaptateur délivre une tension de 9 volts, avec un débit maximal de 150 mA et est protégé par fusible.

L'un des fusibles de protection du multimètre, pour les mesures d'intensité sur la gamme 100 mA (modèle à fusion rapide).

– V –
A l'intérieur du coffret

Une fois désolidarisées les deux parties du boîtier, on se trouve d'une part en regard de la face dorsale du circuit imprimé, et d'autre part devant un blindage qui recouvre l'alimentation.


Fig. 7

La première partie laisse apparaître, entre autre chose, les pistes du commutateur de foncions, directement réalisées par impression sur la face cuivrée du circuit imprimé. Il s'agit (fig. 7) d'une fabrication touchant incontestablement à la classe professionnelle.

Sur l'autre face du circuit imprimé (fig. 8), apparaissent les pistes complémentaires du commutateur et l'ensemble des composants. Là encore, la qualité de la technologie mise en œuvre est évidente.

Conclusion

Les produits signés « Philips » n'ont jamais, dans le domaine de la mesure, prétendu à satisfaire le grand public, non plus que le technicien soucieux d'abord d'économie. Par contre, ils ont toujours su viser une qualité que nul ne saurait contester, quitte à regretter son prix.

Le multimètre PM 2517 E ne s'écarte pas de cette philosophie. A ceux qui pourront non seulement en rêver, mais l'acquérir, cet appareil offre une commodité d'emploi, une universalité d'application, et l'espérance d'une fiabilité sans doute exceptionnelle, qui justifieront à longue échéance, l'investissement nécessaire.

« Un produit Philips, donc un produit sûr ? ». Nous serions tenté, sans grand risque, de le parier.

R. RATEAU

LE TELE-SYSTEME 8000 MARQUE LE DEBUT DE L'ERE DE L'ELECTRONIQUE DANS LA CONDUITE AUTOMATIQUE DES APPAREILS MENAGERS

C'EST une véritable révolution dans le domaine des appareils électroménagers que présente la firme de Dietrich avec le « Télé Système 8000 ».

Déjà, au salon des Arts Ménagers de 1977, De Dietrich avait fait rêver beaucoup de monde avec son « Programme Expérimental 8000 » pour conduire plusieurs appareils électro-ménagers. En 1978, il était devenu un système de commande centrale, appelé « Télé Système 8000 ». Cette année, il en est au stade de prototype et n'occupe qu'un volume de 23 dm³. Il y a quelques années encore, il aurait rempli le volume d'une cuisine moyenne !

Nous allons examiner les différentes fonctions qu'il peut remplir.

Commande centralisée de plusieurs fours

Suivant les variantes, le Télé Système 8000 peut diriger soit un four double à pyrolyse, soit un four double à chaleur tournante. Prenons, par exemple, le premier cas. On peut diriger simultanément ou séparément le four supérieur et le four inférieur.

Four supérieur

Plusieurs données peuvent être introduites afin de guider la cuisson :

- répartition de la température entre la voûte et la sole (ou fonction, grilloir réglable) ;
- sonde à viande : elle mesure la température intérieure de celle-ci ;
- température de cuisson souhaitée ;
- maintien au chaud : dès la fin de la cuisson, la régulation amène la température du four à 80 °C pour maintenir les mets au chaud ;
- durée de la cuisson ;
- début de la cuisson ;
- fin de la cuisson : (deux de ces données suffisent, l'appareil calculant la troisième) ;
- le tournebroche ;
- l'éclairage du four commandé directement.

Toutes les données : température, temps et répartition de la chaleur, sont introduites par le clavier numérique. Après la cuisson, on peut nettoyer le four en appuyant sur une seule touche « pyrolyse » qui déclenche tous les réglages et sécurités. Cette opération de nettoyage peut être différée dans le temps à l'aide des touches : début, durée et fin.

Four inférieur

On trouve les mêmes données du four supérieur, sauf les fonctions de pyrolyse et tournebroche.

Les commandes sont affichées sur un écran cathodique à mesure qu'on enfonce les touches correspondantes.

Commande de la table de cuisson

Cette table comporte quatre plages de cuisson. Pour chaque plage, on peut sélectionner l'allure de chauffe (de 0 à 10), le début ou la fin de la cuisson, ainsi que sa durée. Suivant le cas, le Télé Système 8000 calculera automatiquement la fin ou le début de la cuisson. Toutes les données d'allure, de durée, de début et de fin de cuisson sont introduites par le clavier numérique.

Le Télé Système 8000 peut également diriger un élément de cuisson soit à deux plaques électriques classiques, soit à induction à deux plages de chauffe.

Prises de courant programmables

Le Télé Système 8000 est doté de huit prises de courant programmables. Pour chacune d'elle, on peut régler le début de la mise sous tension ou sa fin, et la durée de cette mise sous tension. Il suffit d'afficher deux données et la troisième sera calculée automatiquement.

Les prises de courant peuvent également faire l'objet de programmes spéciaux tels que la mise sous tension automatique avec tarif réduit, ou encore un programme se répétant quotidiennement. Toutes ces données sont introduites par le clavier numérique et sont affichées sur l'écran cathodique en deux fois : une première image représente les prises 1 à 4 et une seconde les prises 5 à 8.

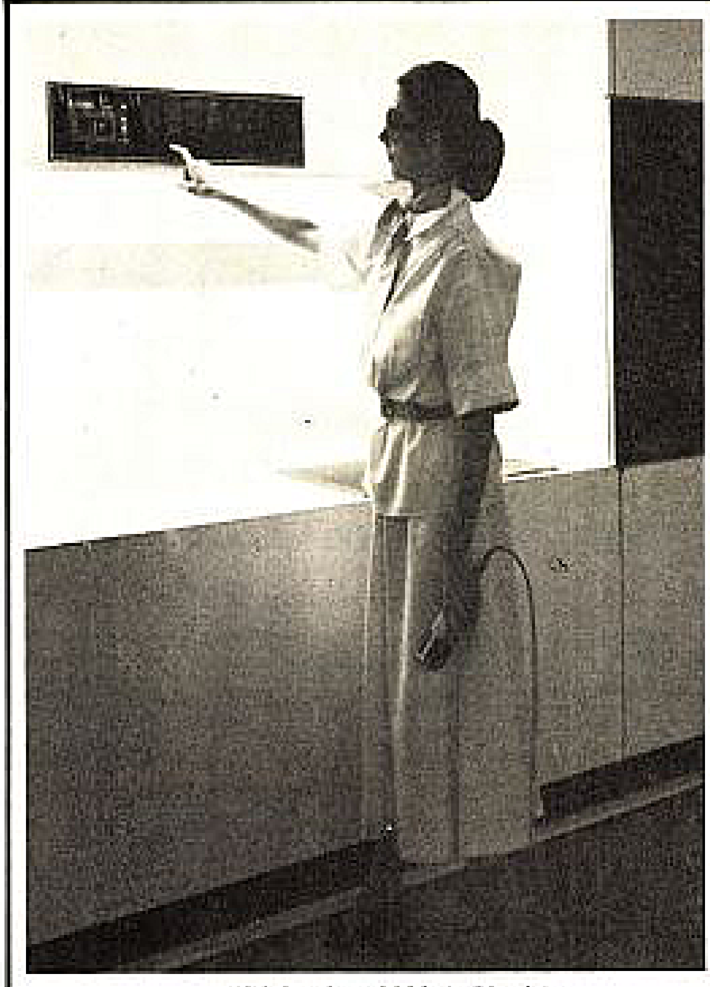
Ces prises de courant peuvent être installées n'importe où. On peut y raccorder lave-vaisselle, lave-linge, cafetière électrique, magnétophone, magnétoscope pour enregistrer une émission de TV pendant que l'on est absent, etc.

Caméras

Le Télé Système 8000 est conçu pour le raccordement de deux caméras qui peuvent surveiller la chambre des enfants, la porte d'entrée, la chaufferie, etc. On peut recevoir soit l'image seule, soit l'image avec, en surimpression, l'affichage du programme en cours, par exemple la programmation du four. Pour éteindre l'écran, on appuie sur la touche « écran noir ». Par la suite, en appuyant sur la touche caméra, on n'aura que l'image issue de la caméra.

Fonctions non programmées

Outre les fonctions précédentes, le Télé Système 8000 offre d'autres fonctions très utiles dans la cuisine ou dans un ménage.



Télé-Système 8000 de Dietrich.

Calculatrices

Quand aucune autre fonction n'est appelée, le clavier numérique peut également être utilisé comme calculatrice pour les quatre opérations de base ; addition, soustraction, multiplication et division. Il se manipule comme une calculatrice classique. Dans une cuisine, on peut l'utiliser par exemple pour calculer les quantités entrant dans les recettes publiées pour un nombre de convives différent de ceux qui seront à table (règle de trois).

Minuterie

Elle déclenche un signal sonore et l'écran clignote lorsque la durée sélectionnée s'est écoulée. Celle-ci ne peut pas dépasser une heure. Le décompte se fait seconde par seconde dès la mise en route.

Horloge

A la demande, l'heure apparait sur l'écran. Les deux points qui séparent l'heure des minutes battent la seconde. La mise à l'heure de l'horloge conditionne toutes les opérations programmées dans le Télé Système 8000.

Alarme

En fait cette horloge peut fonctionner comme un réveil : à l'heure prévue, un signal sonore retentit. L'usage qu'on en fait dépend de l'utilisateur : pour son réveil, pour lui rappeler les rendez-vous, les coups de téléphones à donner, etc.

Le Télé Système marque bien le début de l'ère électronique et de la commande centralisée des appareils électroménagers.

G. GUEZ

GENERATEUR DE FONCTIONS A DOUBLE AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL

AU minimum, un générateur de fonctions délivre deux formes d'onde, une rectangulaire et une triangulaire. Par limitation progressive, on peut transformer cette dernière en une sinusoïde.

Si on effectue cette limitation par des diodes, on obtient une forme d'onde dont l'allure anguleuse trahit l'origine triangulaire. Dans le montage proposé, la mise en forme sinusoïdale se fait par des transistors à effet de champ, ce qui permet d'obtenir une sinusoïde d'un aspect très « naturel », ainsi que, moyennant de patients ajustages, un taux de distorsion inférieur à 0,5 %.

Générateur de triangulaires et de rectangulaires

Dans le montage de la figure 1, l'amplificateur A_1 sert de source à courant constant, et ladite source charge le condensateur C. Le signe de cette charge dépend de la polarité à la sortie du trigger A_2. Comme le trigger inverse cette polarité chaque fois que la tension de sortie de A_1 atteint une certaine amplitude, on observe finalement une succession régulière de charges et de décharges aux bornes de C. A la sortie de A_1 on obtient une tension de même allure, c'est-à-dire une rectangulaire, mais cette fois-ci sous faible impédance. Avec les données du montage, l'amplitude de la triangulaire sera de

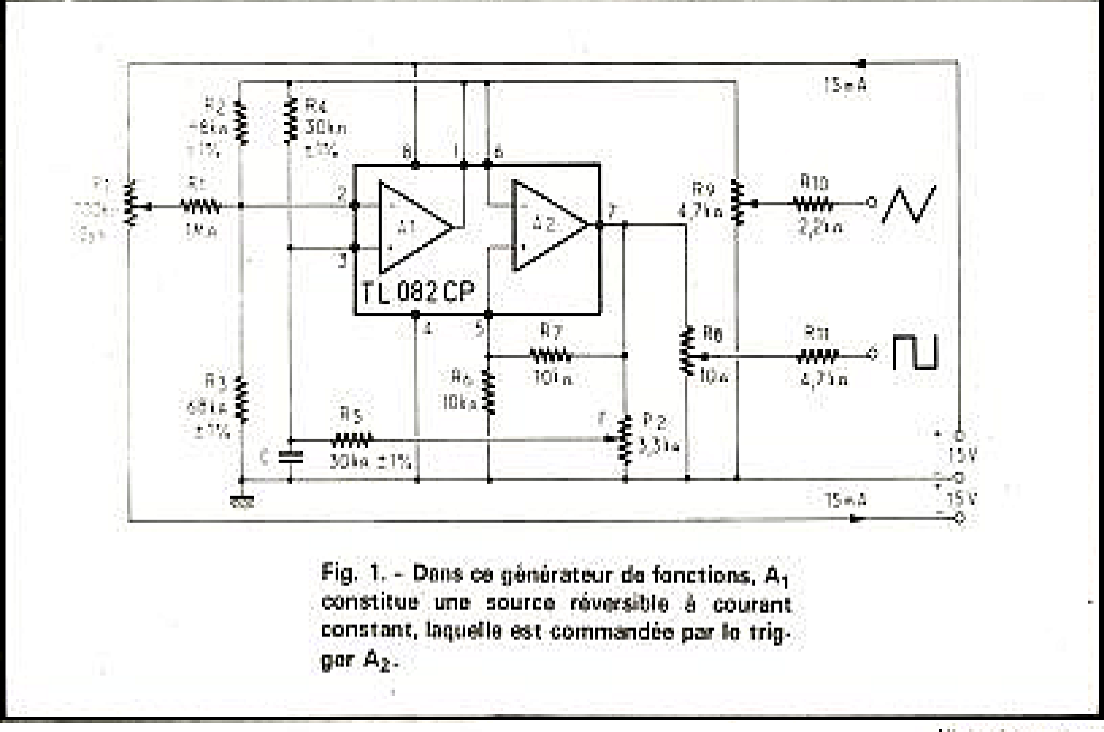


Fig. 1. - Dans ce générateur de fonctions, A_1 constitue une source réversible à courant constant, laquelle est commandée par le trigger A_2.

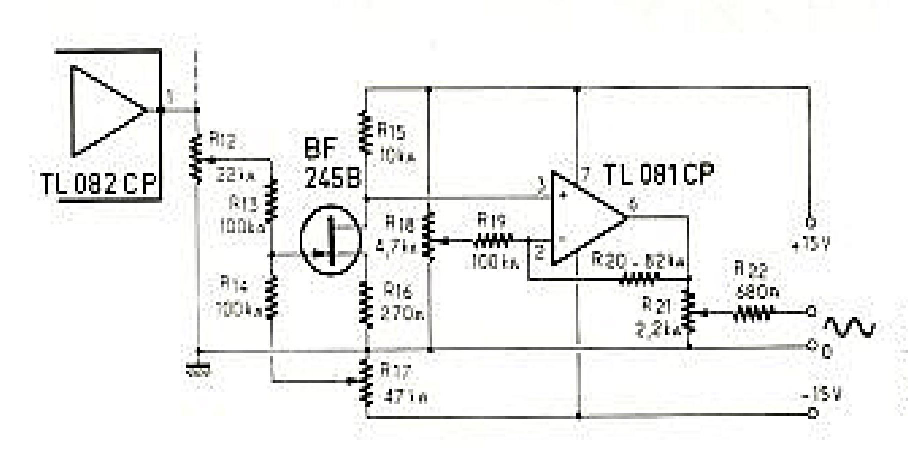


Fig. 2. - L'étage de mise en forme sinusoïdale, avec transistor à effet de champ, est suivi d'un amplificateur de sortie permettant l'élimination de la composante continue.

12 V crête à crête. La rectangulaire, fournie par A_2 aura une amplitude qui sera, à 1 ou 2 V près, égale à la tension d'alimentation, et cette dernière devra être régulée à moins de 1 % près.

Pour modifier la fréquence, on dispose d'une commande continue, R_7 (graduation linéaire de fréquence) et on a également la possibilité de modifier C par commutation. On obtient ainsi, pour :

C = 1 µF une gamme de 3 à 30 Hz ;

C = 100 nF une gamme de 30 à 300 Hz ;

C = 10 nF une gamme de 300 Hz à 3 kHz ;

C = 900 pF une gamme de 3 à 30 kHz.

Quand on essaie d'obtenir des fréquences plus élevées, on constate que l'amplitude de la triangulaire varie avec la fréquence.

La linéarité de la triangulaire dépend de la précision des résistances R_2 à R_5. Les valeurs de R_4 et R_5 déterminent la fréquence, avec C. Quant à R_2 et R_3, leur valeur absolue n'est pas critique, il suffit d'utiliser deux résistances de valeur égale à 1 % près. Les éléments P_1 et R_1 ne sont nécessaires que si on veut pouvoir ajuster la symétrie de la triangulaire à mieux que 1 %.

Mise en forme sinusoïdale

Dans la figure 2, on fait suivre l'oscillateur de la figure 1 d'un transistor à effet de champ, et on en ajuste l'amplitude de gate (R_{12}) et la polarisation (R_{17}) de façon à obtenir une non-linéarité telle que la tension de drain s'approche au mieux de la forme sinusoïdale. Cet ajustage est à effectuer au distorsiomètre. Même en expérimentant plusieurs échantillons pour T_1, il sera difficile d'arriver à un taux de distorsion inférieur à 2 %.

Le signal ainsi « arrondi » est appliqué à un amplificateur opérationnel qui travaille avec un gain voisin de 2. Il délivre une tension de plus de 20 V crête à crête, et ce avec une composante continue nulle, si on a pris soin d'ajuster R_{18} en conséquence.

Une meilleure imitation de la forme sinusoïdale est possible avec le montage de la figure 3, ou l'utilisation de deux transistors à effet de champ permet un fonctionnement symétrique (élimination des harmoniques de rang pair). L'ajustage est beaucoup plus long et plus délicat. On commence par placer R_{18} et R_{22} en position médiane, puis on ajuste patiemment les autres réglages (ainsi que P_1, fig. 1) au minimum de distorsion. Puis, on modifie légèrement R_{18}, on refait tous les autres réglages pour voir si le taux de distorsion augmente ou diminue, et on cherche à déterminer la position optimale de R_{18} en reprenant plusieurs fois cette opération. Finalement, on procède de même pour R_{22}. Il sera ainsi possible d'obtenir un taux de distorsion inférieur à 0,5 %, vers 1 000 Hz. Bien entendu, cet ajustage ne se conservera que si on travaille avec une alimentation précisément régulée et si on utilise des composants stables, notamment pour les potentiomètres ajustables.

L'étage de sortie de la figure 3 est constitué par un transistor en collecteur commun, délivrant environ 12 V crête à crête, et ce avec une composante continue qui dépend de la position de R_{26} et qu'on doit éliminer par un condensateur de liaison. Bien entendu, on peut également, comme dans la figure 2, utiliser un amplificateur opérationnel comme étage de sortie, ce qui permet d'obtenir à la fois une amplitude plus forte et l'élimination de la composante continue.

H. SCHREIBER

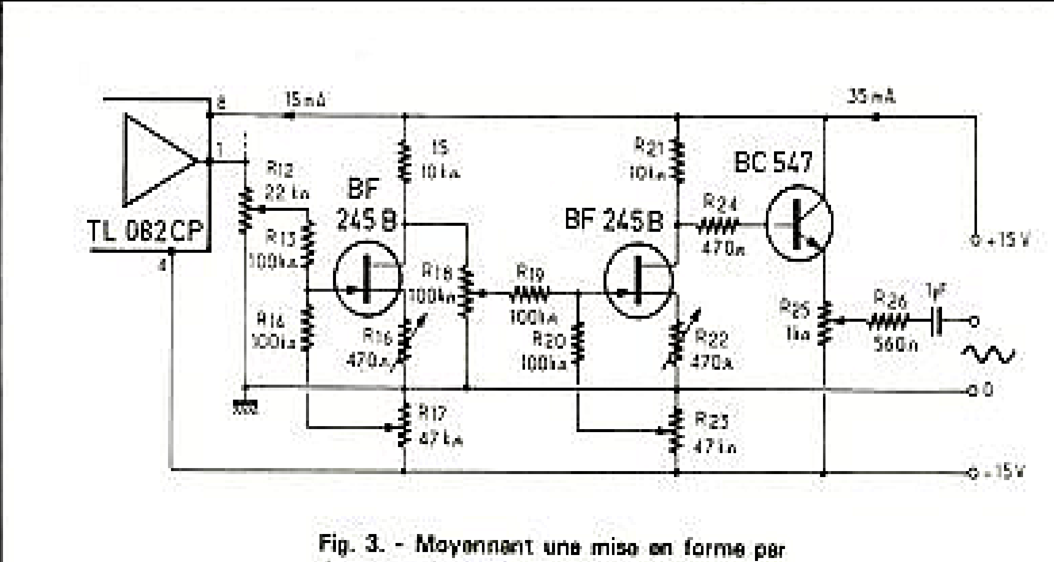
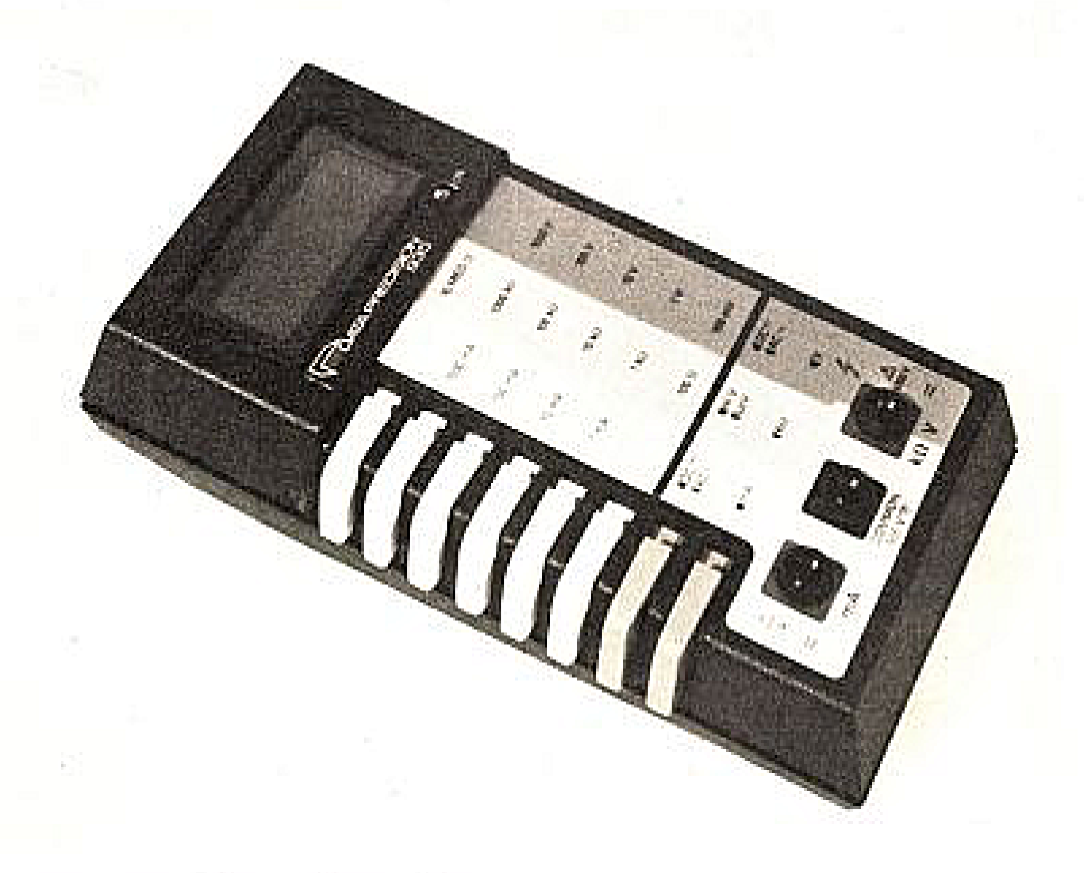


Fig. 3. - Moyennant une mise en forme par deux transistors à effet de champ, on peut arriver, après de patients ajustages, à un taux de distorsion inférieur à 1 %.

LE MULTIMETRE DIGITAL



935 DATA PRECISION

LE multimètre 935 de Data Precision offre un affichage sur 3 1/2 digits, par cristaux liquides, avec des chiffres de grande taille. Alimenté par une pile miniature de 9 volts, il permet, selon le type de cette pile, une autonomie de fonctionnement comprise entre 100 et 200 heures environ. Sur option, un adaptateur est d'ailleurs prévu, pour son alimentation à partir du secteur. Sa faible masse, et ses dimensions relativement restreintes, en font un appareil aisément portable.

Présentation générale du multimètre 935

La catégorie des multimètres à 3 1/2 digits, soit 2 000 points de mesure par gamme, est certainement la plus nombreuse à l'heure actuelle. Plusieurs raisons expliquent cette prolifération, dont ne peuvent que bénéficier les utilisateurs.

La première tient au désir de satisfaire les besoins les plus courants : avec 2 000 points, la précision atteinte est très largement supérieure à celle des meilleurs contrôleurs classiques à galvanomètre (généralement 0,1 % de la pleine échelle, contre 1 à 2 %).

D'autre part, les fabricants de circuits intégrés ont largement développé leurs productions de convertisseurs analogiques digitaux, pour cette fourchette de mesures : il en résulte une grande facilité de conception des multimètres, due à la possibilité d'une très large intégration.

La concurrence porte alors sur différents autres aspects : souci de présentation, tant sur le plan de l'esthétique que sur celui de la commodité d'emploi ; recherche d'une longue autonomie de fonctionnement, liée en partie au choix du mode d'affichage (diodes électroluminescentes, ou cristaux liquides) ; et, naturellement, étude de la compétitivité des prix, dont nous ne saurions nous plaindre.

Notre photographie de tête montre que l'esthétique du modèle 935 de Data Precision peut être jugée réussie. La carrosserie se compose de deux demi-coquilles de plastique brun. Un panneau, rapporté sur la face avant, et sérigraphié sur un fond clair en trois couleurs, comporte toutes les indications relatives aux différentes échelles, et aux diverses sensibilités. L'affichage, par des chiffres à cristaux liquides de 19 mm de hauteur, se révèle bien lisible, même en lumière très atténuée. Enfin, la position de toutes les touches commutant fonctions ou gammes, autorise l'utilisation de l'appareil avec une seule main, une fois enfichés les cordons de mesure.

Indiquons tout de suite que ces derniers, bien que de fort diamètre, nous ont séduits par leur extrême souplesse.

Le multimètre 935 effectue classiquement les mesures de tensions et d'intensités, tant en continu qu'en alternatif, ainsi que les mesures de résistances. Ses possibilités sont résumées par l'analyse des caractéristiques, dont nous reproduisons ci-dessous l'essentiel.

Résumé des caractéristiques

Mesure des tensions continues

– 5 gammes de 200 mV à 1 000 V à pleine échelle, avec une impédance d'entrée constante de 10 MΩ.
– protection contre les surtensions jusqu'à 1 000 V, sur toutes les gammes,
– précision de ± 0,1 % ± 1 digit.

Mesure des tensions alternatives

– mêmes gammes qu'en continu, mais avec une limita-

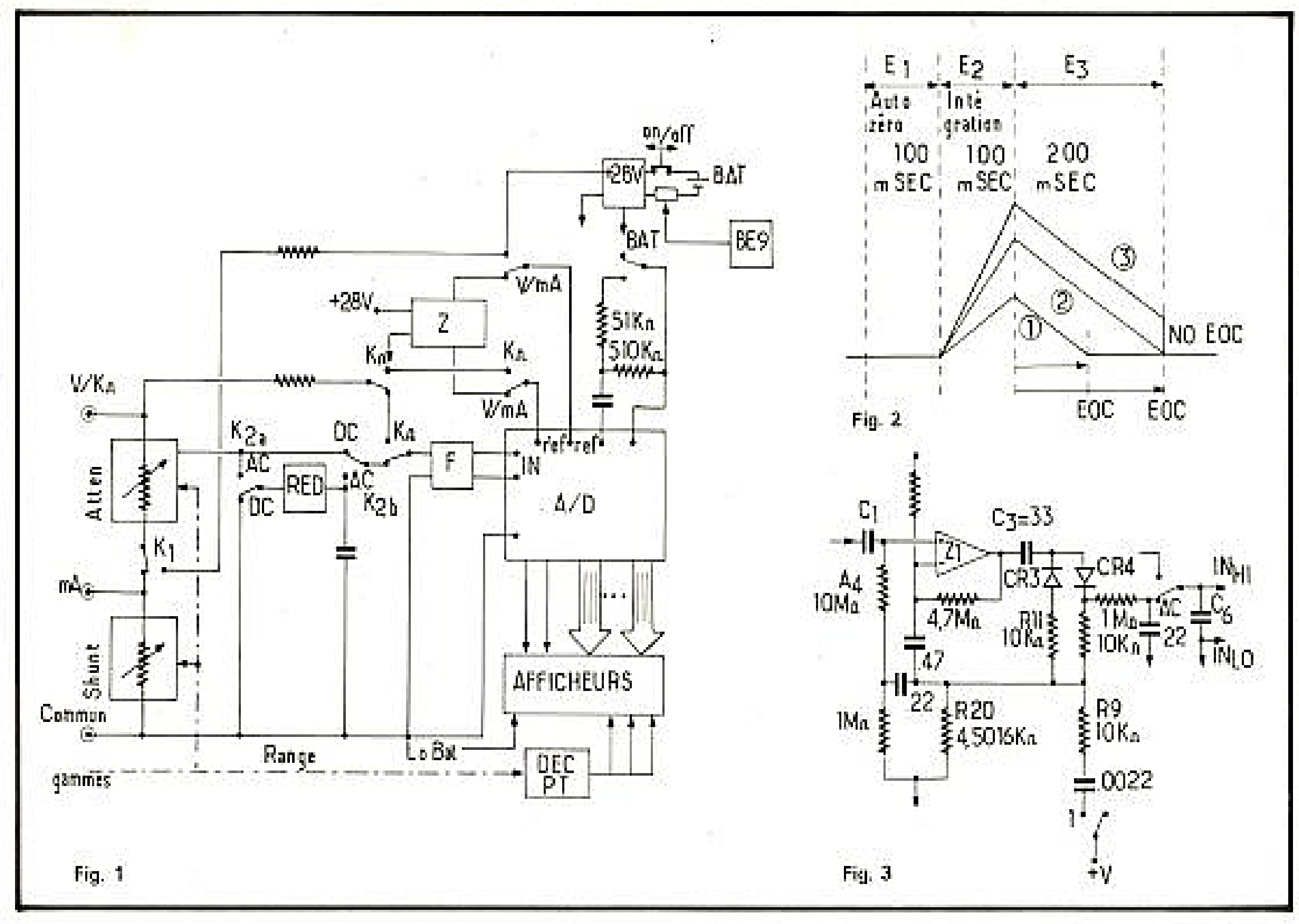


Fig. 1

Fig. 2

Fig. 3

tion à 700 volts sur la gamme supérieure. Impédance d'entrée constante de 10 MΩ, en parallèle sur 100 pF,
– protection contre les surtensions, jusqu'à 700 volts efficaces,
– précision de ± 0,5 % ± 4 digits, de 50 Hz à 500 Hz.

Mesures des intensités continues
– 4 gammes, de 2 mA à 2 A à pleine échelle,
– chute interne de tension : 100 mV à pleine échelle, sur toutes les gammes,
– protection par fusible rapide, coupant à 2 A,
– précision de ± 0,5 % ± 1 digit.

Mesure des intensités alternatives
– mêmes gammes, même chute de tension interne, et même protection, qu'en continu,
– précision : sur la gamme 1 mA, ± 0,75 % ± 4 digits, de 50 Hz à 100 Hz ; sur les autres gammes, même précision, mais jusqu'à 500 Hz.

Mesure des résistances
– 6 gammes, de 200 Ω à 20 MΩ à pleine échelle,
– choix de deux tensions d'essai, soit 2,8 V ou 250 mV à circuit ouvert,
– précision : elle dépend de la tension d'essai, et est maximale pour 2,8 V.

Elle varie alors de ± 0,1 % ± 1 digit, à ± 0,3 %, selon les gammes.

Vitesse de lecture
– environ 2,5 lectures par seconde.

Indication de polarité
– automatique, par affichage du signe « moins ».

Indication de dépassement
– en cas de dépassement de la capacité d'une gamme, tous les afficheurs s'éteignent, à l'exception du « 1 » situé le plus à gauche, et du point décimal.

Caractéristiques mécaniques
– longueur 170 mm, largeur 89 mm, épaisseur 38 mm
– masse : 270 grammes.

Fonctionnement du multimètre 935

Le convertisseur A/D qui constitue le cœur de tout multimètre fonctionne ici selon la technique de la double rampe. Quelle que soit la grandeur mesurée, elle est toujours ramenée à une tension continue qui lui est proportionnelle, et qui attaque l'entrée du convertisseur.

Le synoptique du multimètre 935 est alors fourni par le schéma de la figure 1. Les mesures de tensions s'effectuent entre la borne commune, et l'entrée « V/kΩ ». Les différentes résistances de l'atténuateur sont alors sélectionnées par le commutateur de gammes. S'il s'agit d'une tension continue, celle-ci est directement transmise à l'entrée du filtre F. Dans le cas d'une tension alternative, on passe alors, grâce au commutateur K_2, à travers le redresseur sans seuil RED.

Le convertisseur analogue-digital reçoit d'une part la tension continue sortant du filtre, et d'autre part, une tension de référence élaborée dans le circuit DZ.

Pour la mesure des intensités, l'entrée s'effectue entre la borne commune et la borne notée « mA » sur le schéma synoptique. Le commutateur de gammes sélectionne alors les différentes sensibilités par le choix de la résistance shunt mise en service. Ensuite, selon qu'il s'agit de courants continus ou alternatifs, on applique la tension obtenue soit directement au filtre, soit par l'intermédiaire du redresseur.

Dans tous les cas le commutateur de gamme détermine aussi la position du point décimal. Un convertisseur permet de disposer, en partant de la tension de 9 volts délivrée par la pile, d'une tension continue de +28 volts. Un dispositif compare la différence de potentiel aux bornes de la pile, à celle que fournit une diode zéner et commande l'affichage de l'indication « LO BAT », lorsque la première descend au-dessous de 7 volts.

Les caractéristiques de la conversion par double rampe, retenues dans le multimètre 935, sont indiquées dans le diagramme de la figure 2. On peut décomposer le cycle de mesure, en trois étapes :

- la première étape, E_1, dure environ 100 ms. Pendant ce délai, se fait la compensation automatique du zéro. La tension de compensation nécessaire est mise en mémoire ;
- l'étape E_2, qui dure exactement 100 ms, est utilisée pour charger un condensateur, sous une différence de potentiel proportionnelle à la grandeur d'entrée ;
- enfin, durant l'étape E_3, le condensateur est déchargé sous une intensité constante, fixée par une référence interne. La durée de la décharge, qui sera finalement mesurée et affichée, est proportionnelle à la grandeur d'entrée.

La figure 3 montre le schéma du redresseur sans seuil, qui fait classiquement intervenir un amplificateur opérationnel A, associé aux diodes D_1 et D_2.

Sans vouloir entrer dans le détail de la structure du convertisseur A/D, ce qui nous entraînerait trop loin, nous croyons utile d'en rappeler succinctement le principe, illustré par la figure 4 (la section analogique et la section digitale, sont réunies en un même circuit intégré CMOS, du type ICL 7106, fabriqué par Intersill, où seule figure la section analogique.

Le convertisseur comprend un buffer, un intégrateur et un comparateur, reliés par des commutateurs internes dont l'état est programmé par la section digitale.

Durant l'étape E_1, la grandeur d'entrée n'est pas transmise, car les interrupteurs K_1 sont ouverts. L'entrée du convertisseur est court-circuitée à la borne commune, l'ensemble intégrateur comparateur se trouve fermé sur lui-même, et le condensateur C_9 est chargé par la tension de compensation d'offset. Pendant ce même temps, C_7 se charge à la tension de référence.

Pendant l'étape E_2, les interrupteurs K_1 sont fermés et

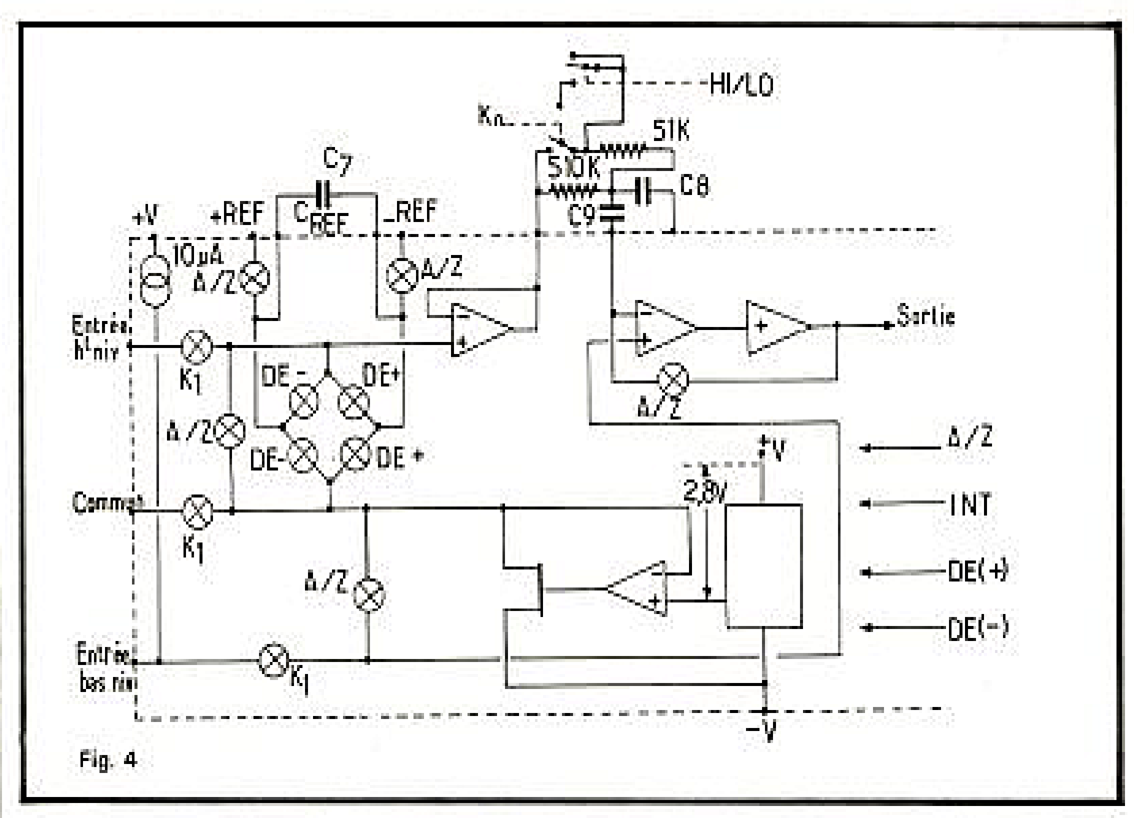


Fig. 4

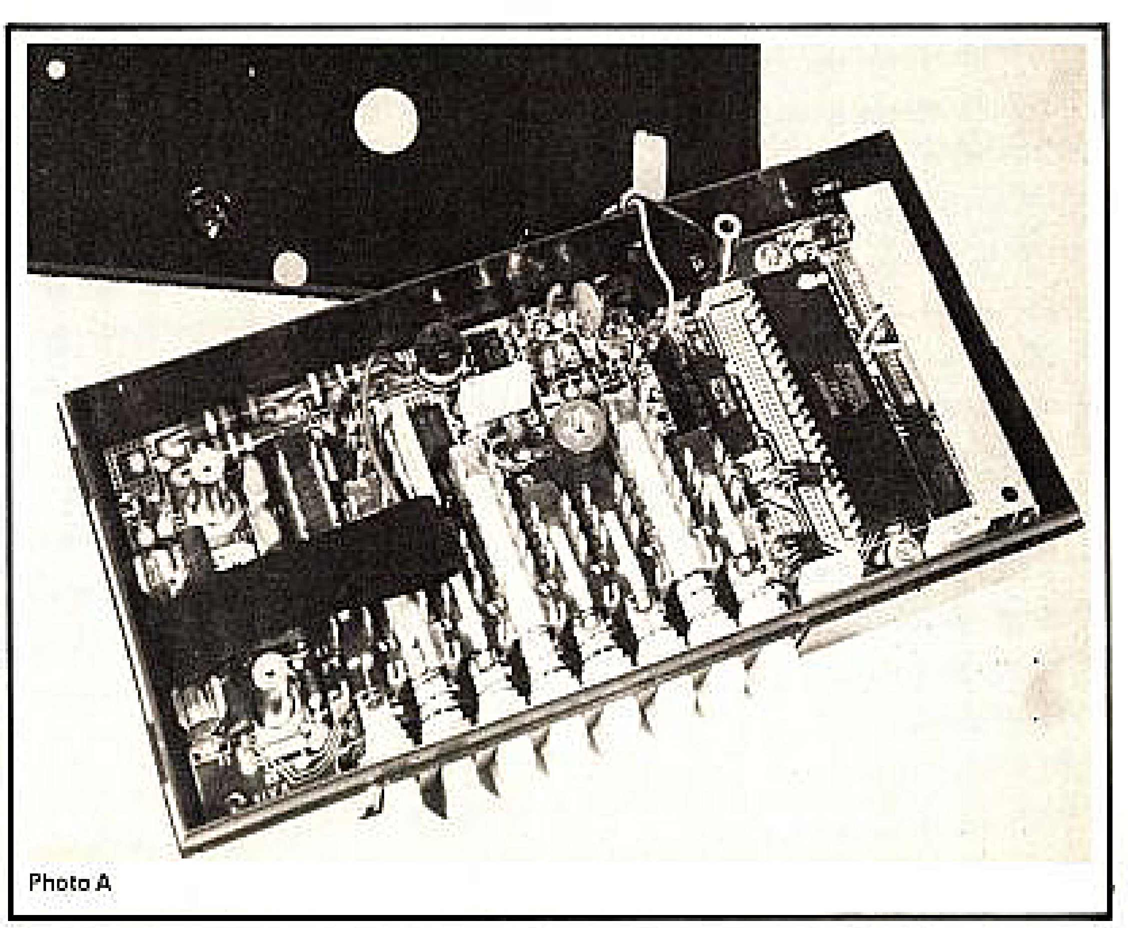
l'entrée du convertisseur est reliée à la sortie du buffer, avec interposition en série de la tension de compensation. Alors C_8 se charge.

Enfin, à l'étape E_3 (où les interrupteurs K_2 sont fermés), la différence de potentiel aux bornes de C_7 est ramenée sur l'entrée du convertisseur avec la polarité convenable (les interrupteurs K_{2+} ou K_{2-} se fermant les uns ou les autres en fonction de cette polarité). La constante de temps, pour la décharge de C_8, peut prendre deux valeurs selon l'utilisation de la seule résistance de 510 kΩ, ou des résistances de 510 kΩ et de 51 kΩ mises en parallèle. Les sensibilités sont alors, respectivement, de 100 µV par impulsion d'horloge, ou de 1 mV par impulsion.

A l'intérieur du coffret

Le fond du boîtier s'enlève simplement en desserrant une vis imperdable, ce qui permet d'accéder à la pile pour son remplacement.

Si, ensuite, on retire la plaque de protection, on découvre l'ensemble des circuits, comme le montre la photo B.


Photo A

On y remarquera l'ensemble des commutateurs à poussoirs qui, comme on pouvait s'en douter, occupent la place principale dans ce montage hautement intégré. Le fusible de protection est très facile à retirer, sans risque d'endommager aucune pièce, grâce à une astucieuse petite languette qui l'entoure. Un fusible de remplacement est logé dans le couvercle du boîtier.

La photographie C montre le détail de la partie supérieure de l'appareil, avec notamment le circuit CMOS Intersil, qui renferme l'ensemble de conversion analogique/digital.

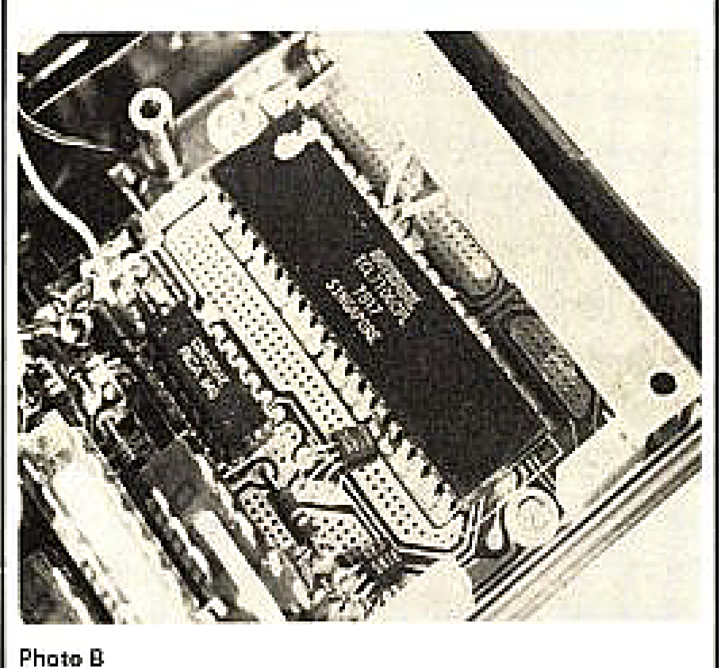


Photo B

Nos impressions

Dans cette catégorie de plus en plus nombreuse des multimètres à 2 000 points de mesures, il devient difficile de différencier les candidats. Hors de critères purement esthétiques, ou d'une facilité d'emploi qui restera elle-même nécessairement subjective, il faudrait un usage intensif et prolongé, pour se prononcer sur la fiabilité du matériel, et sur les éventuelles dérives dues au vieillissement ; le cadre de ces essais ne nous permet pas ce type de jugement.

Il n'en reste pas moins que le modèle 935 de Data Precision, nous a plu tant par sa présentation, que par une qualité de fabrication qui laisse bien augurer de son avenir.

La lisibilité des grands chiffres à cristaux liquides, ne souffre aucune critique, même en éclairement faible. Quant à l'autonomie de plus de cent heures, elle correspond normalement à de nombreux mois d'utilisation et constitue un facteur d'économie appréciable, en même temps qu'une assurance contre les indisponibilités par usure des piles.

Les cordons souples contribuent à l'agrément d'emploi, mais nous aurions souhaité, en accessoires, des grippe-fils miniatures, souvent utiles dans les montages compacts. Une petite béquille pliante aurait aussi rendu la lecture plus facile, lors de l'utilisation sur table.

Notons enfin que le multimètre 935 est livré avec une notice très complète, et renfermant notamment des indications claires et détaillées pour la maintenance.

Dans l'ensemble donc, un appareil séduisant, destiné aussi bien aux mesures dans les activités de dépannage, qu'au travail dans le laboratoire.

R. RATEAU

AU BANC D'ESSAIS :



LA CASSETTE METAL

LA cassette métal, on en parlait beaucoup et on en parle toujours, et ce n'est pas fini. Nous avons donc voulu voir ce qu'était effectivement une cassette métal et, par conséquent, nous nous sommes lancés dans les mesures. La récolte des cassettes nous a donné quelques échantillons, une TDK MA, que nous avons d'ailleurs pu avoir en plusieurs exemplaires venus de tous les horizons, nous avons également eu une cassette Nakamichi qui est, en fait, une cassette TDK comme son boîtier l'indique. Autre cassette essayée, la Scotch Metafine, la première à avoir été effectivement présentée sur le marché et enfin la cassette Philips, un fabricant qui parlait de ce type d'oxyde magnétique depuis déjà plusieurs années. Nous devons tout de suite préciser que cet essai n'a qu'une valeur expérimentale, que les résultats trouvés sont sujets à des modifications et que, par conséquent, on ne pourra pas tirer de conclusions définitives de ces mesures.

Le magnétophone

Pour faire des mesures, il faut un magnétophone, un magnétophone qui soit capable de traiter convenablement ces bandes magnétiques. Nous sommes donc partis à la recherche d'un tel magnétophone et avons pu disposer d'un Nakamichi 581, un des derniers magnétophones du constructeur japonais.

Ce magnétophone est un magnétophone à trois têtes. Contrairement à beaucoup de magnétophones actuels qui comportent une tête combinée divisée en deux sections, une d'enregistrement et une de lecture, le 581 dispose de deux têtes séparées, enregistrement et lecture, réglables en hauteur et azimut séparément. Ce type de réglage n'est pas à faire effectuer par n'importe qui.

La troisième tête est celle d'effacement. C'est une tête dite à flux direct, une tête dont le rendement est nettement plus élevé que celui des têtes classiques.

Le fait d'avoir trois têtes permet un contrôle d'écoute, sur le 581, nous ne disposons pas de cette possibilité, par contre, l'appareil est doté d'un réglage de niveau et de prémagnétisation qui utilise la lecture en même temps que l'enregistrement pour faire dévier des indicateurs de niveau. Le réglage est donc nettement plus simple qu'avec le 600 qui ne disposait que de deux têtes.

Les cassettes

La cassette métal est une cassette qui exige une prémagnétisation de 3 dB supérieure à celle des cassettes au chrome, ce qui implique l'utilisation de nouvelles têtes capables de supporter de fortes prémagnétisations sans saturation. Par ailleurs, la coercitivité de l'oxyde est très supérieure à celle d'un oxyde normal, par

conséquent, il faudra une intensité d'effacement supérieure à celle utilisée pour les cassettes au chrome. Nous sommes ici dans la même situation que lors de la parution des cassettes au chrome. Le rapport entre les courants d'effacement nécessaires sont les mêmes. L'apparition de ces nouvelles cassettes a donc imposé de nouvelles études au niveau des têtes.

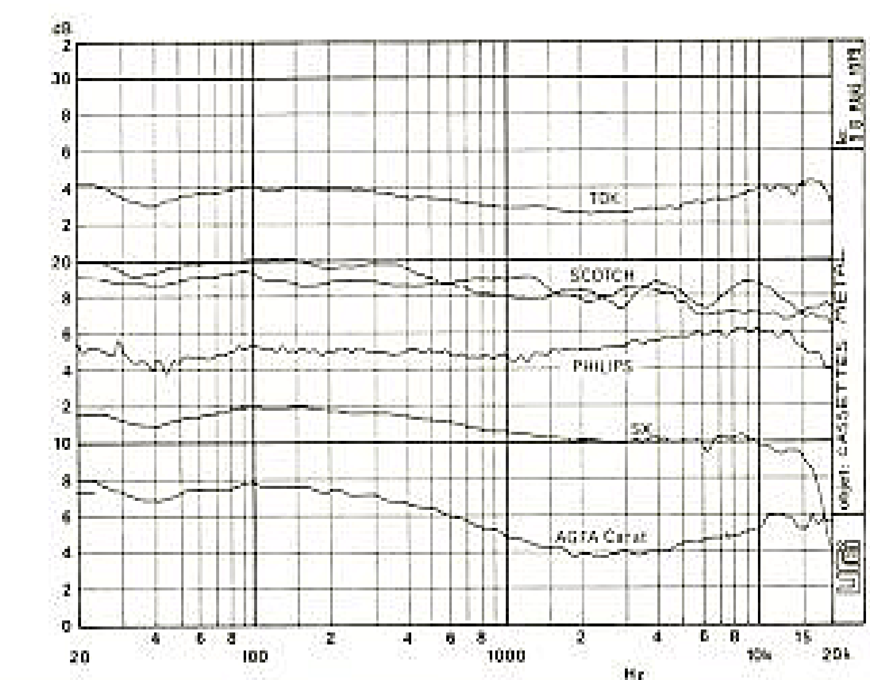
Qui dit coercitivité élevée dit aussi courant d'enregistrement élevé et flux d'enregistrement important. Il est donc nécessaire pour éviter la saturation de disposer de têtes bien dimensionnées faisant appel à des matériaux à saturation éloignée. Selon le constructeur, on utilise un alliage du type Sendust Alloy, ou encore certaines ferrites.

Ces exigences obligent à avoir des entrefers larges permettant une bonne pénétration du flux d'enregistrement dans la tête, d'où la presque obligation de disposer d'une tête séparée pour l'enregistrement et la lecture. Une fois la cassette enregistrée, il est possible de la lire sur n'importe quel magnétophone pourvu d'une touche d'égalisation de 70 microsecondes. Les cassettes métal sont donc compatibles à la lecture avec les cassettes aux oxydes de fer traités ou au chrome.

La cassette Scotch

Elle se présente dans un boîtier transparent. C'est un boîtier vissé en 5 points. Les bobines sont maintenues entre deux feuilles de teflon graphité. Les galets des extrémités du chemin de bande sont montés sur des axes d'acier. Le chiffre repère de la face est gravé sur chaque face. Une place est réservée à une étiquette de repérage que l'on trouvera dans l'emballage de la cassette.

Le constructeur annonce une amélioration de 5 dB dans le niveau de modulation aux fréquences basses et de 10 dB aux fréquences hautes.



Courbe A. - Courbe de réponse du magnétophone Nakamichi 581 avec diverses bandes dont trois « Métal ». Noter la régularité dans le grave.

La cassette TDK

Elle se présente dans un boîtier classique, de couleur noire, le boîtier est fermé par 5 vis à tête cruciforme. Les cassettes sont pour le moment présentées comme échantillon et ne permettent qu'un quart d'heure d'enregistrement par face.

TDK annonce une amélioration de 7 dB aux fréquences hautes et indique essentiellement les possibilités d'enregistrement à niveau élevé en conservant une bande passante linéaire.

La cassette Philips

Elle utilise une cassette dont la mécanique a été améliorée, c'est une cassette vissée dont la rigidité a été augmentée par la forme des deux coquilles.

Le boîtier de la cassette Philips se présente avec des ouvertures supplémentaires. Nous trouvons les ouvertures du chrome permettant le réglage de la correction de lecture et d'enregistrement (choix des 70 µs) et deux ouvertures supplémentaires plus près du centre, elles permettent de commander, par des doigts de contact, le réglage de la polarisation.

Cette cassette utilise le système de feuilles ondulées pour faciliter le défilement de la bande magnétique (système à feuilles flottantes). Philips compare sa nouvelle cassette à une cassette au chrome et indique une amélioration de 10 dB de la saturation à 16 kHz ; de 3 dB du niveau maximum de modulation à 315 Hz, une sensibilité un peu supérieure à 315 Hz, une meilleure sensibilité relative à 12,5 kHz, le bruit de fond pondéré A serait amélioré de 1 dB, l'essentiel de l'amélioration du bruit se situant aux fréquences hautes.

La compatibilité entre ces cassettes

Tous les constructeurs présents s'accordent pour donner une prémagnétisation de 3 dB supérieure à celle du chrome. Nous n'avons en effet pas eu à retoucher la valeur de la prémagnétisation (ou si peu !) entre les trois types de bande testés. Comme par ailleurs elles utilisent toutes une même constante de temps, on peut s'attendre à ce que la compatibilité existe, ce que nous pourrons constater à l'examen des performances.

Les mesures

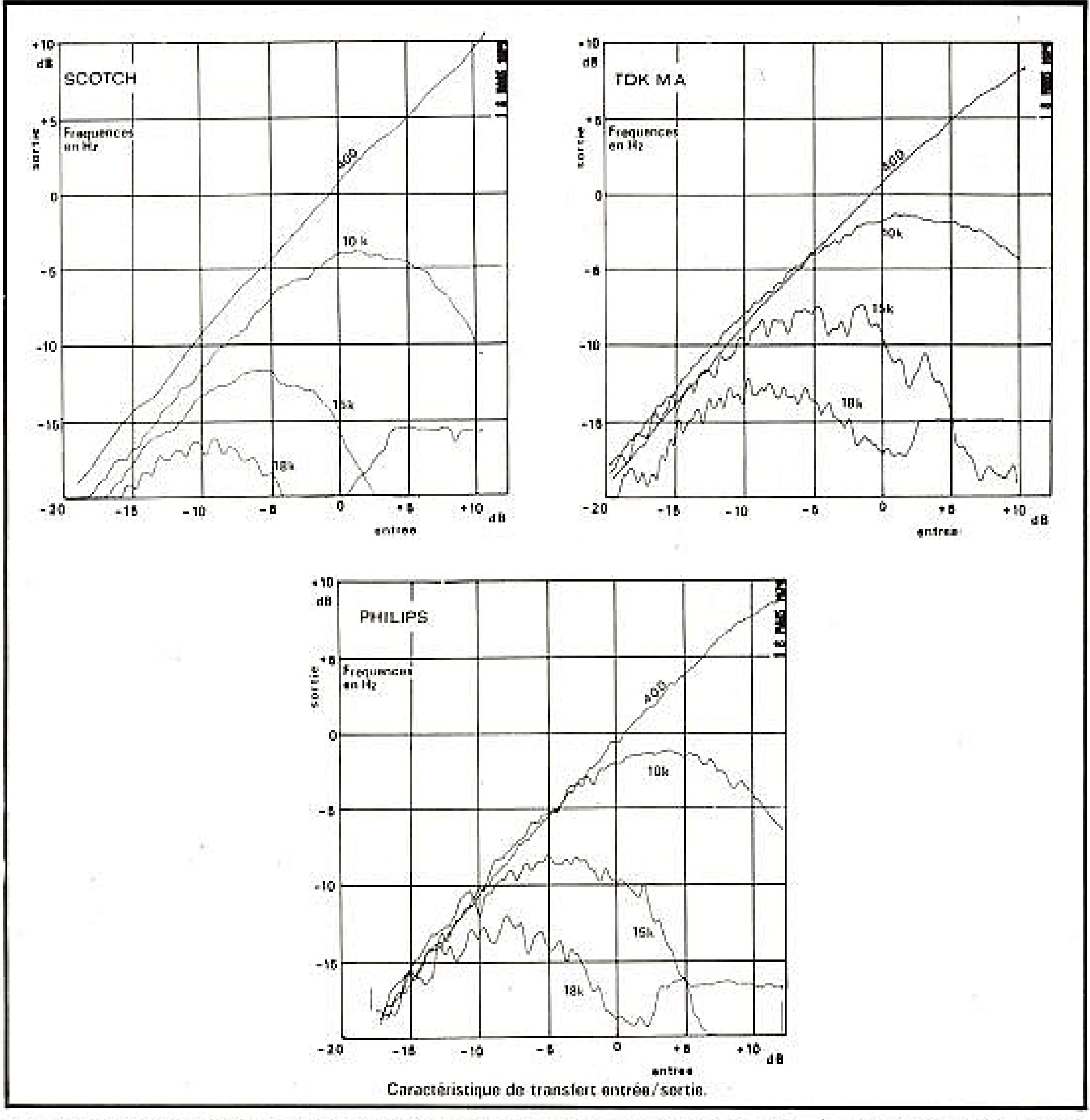
Nous avons, pour ces mesures, pris les trois types de cassette au métal et, à titre de comparaison, une cassette à double couche, cassette Carat d'Agfa et une cassette Nakamichi SX qui est une cassette du type TDK SA.

Ce magnétophone ne dispose pas de position spéciale pour les cassettes à double couche, nous avons donc fait appel à une combinaison, une prémagnétisation de cassette normale et une égalisation à 70 µs. La courbe de réponse est donnée sur la courbe A, on note pour la bande Carat une bande passante de 20 Hz à 20 kHz dans une fourchette de ± 2 dB avec creusement du haut médium (ou renforcement des graves).

La cassette SX, la seconde en partant du bas, donne une courbe de réponse tronquée dans l'aigu. Dans la même fourchette d'amplitude que la précédente, elle tient une bande passante de 20 Hz à 16 kHz.

La cassette Philips encadre sa courbe de réponse entre deux droites distantes de 2 dB, on note de très légères irrégularités de la courbe de réponse, ces irrégularités sont très proches les unes des autres.

La cassette Scotch Metafine apparaît comme instable, on



Caractéristique de transfert entrée/sortie.

note une irrégularité de niveau de l'enregistrement, plusieurs origines peuvent être suspectées, par exemple un mauvais contact entre tête et bande dû à un freinage excessif de l'une des bobines (malgré l'entraînement à double cabestan). Il peut aussi y avoir une variation de l'épaisseur de la couche magnétique.

La cassette TDK se comporte très bien, nous n'avons pas une droite mais presque. La courbe 20 à 20 000 Hz tient dans moins de 2 dB.

Deux courbes de réponse sont excellentes, nous ne tirerons pas trop de conclusion pour la Scotch, attendons une production de série.

La SX montre ici une saturation de l'extrême aigu, alors que la cassette fer chrome se comporte très bien.

Pour la courbe de réponse, ces trois types de bande paraissent donc compatibles entre elles.

Le taux de distorsion harmonique

Les cassettes ont été enregistrées au niveau 0 dB de l'indicateur de crête, nous avons mesuré le taux de distorsion harmonique global à 1 kHz.

La cassette Agfa Carat donne 0,8 % de distorsion, comme la SX. La TDK donne 0,7 %, la Scotch 0,75 % et la Philips 0,8 %, des performances qui se tiennent.

La surmodulation

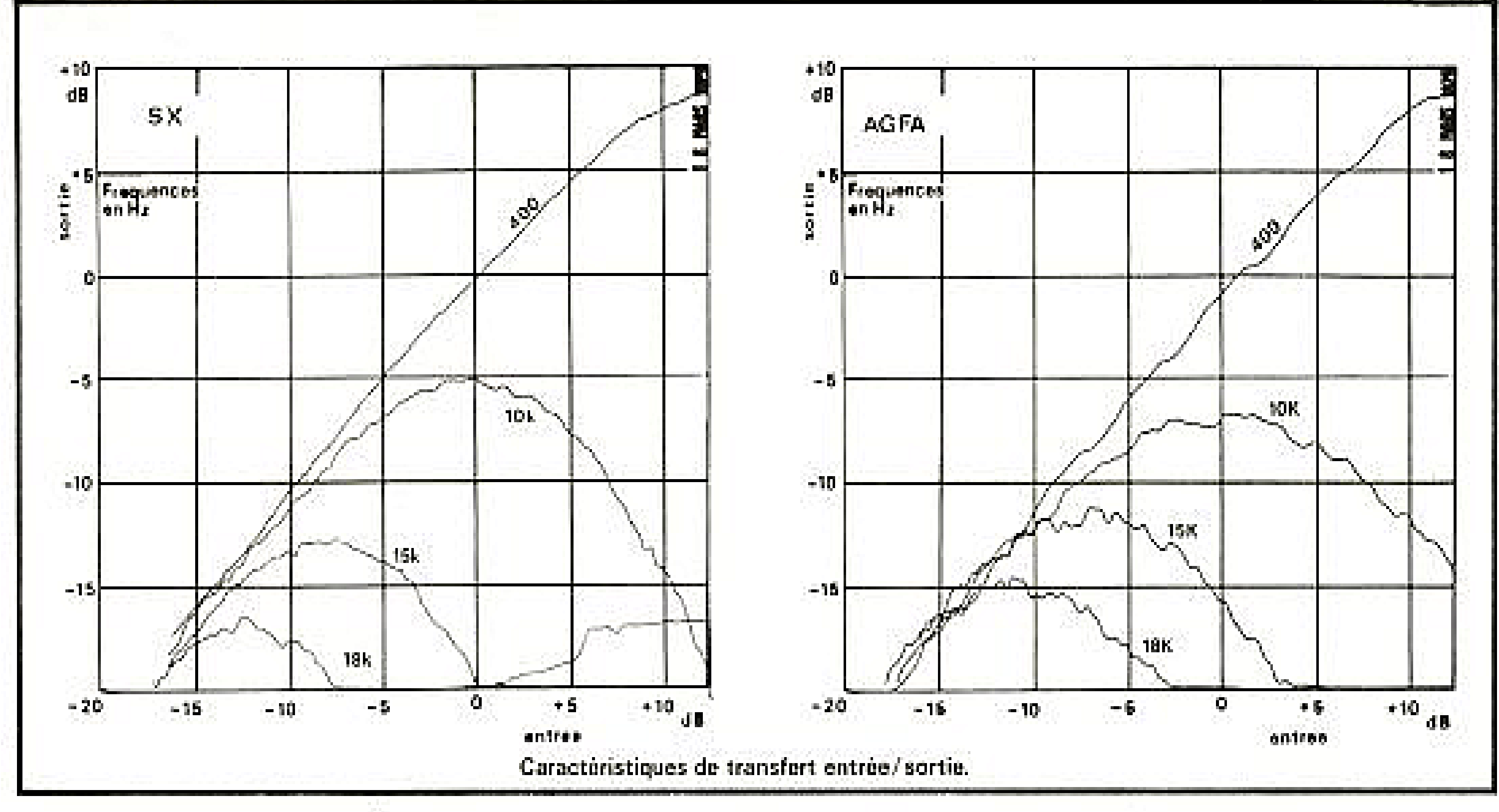
La surmodulation dont nous parlons ici est la possibilité d'envoyer un signal plus fort sans que le taux de distorsion harmonique dépasse 3 %. On mesure ici l'écart en dB entre le niveau d'entrée pour 0 dB au Vumètre et le niveau d'entrée donnant un taux de distorsion de 3 %.

La cassette Agfa Carat donne + 7,5 dB, la SX + 7 dB et les trois cassettes métal arrivent ex-aequo avec + 9 dB.

La cassette métal permet donc de gagner ici de 1,5 à 2 dB à 1 kHz.

Le bruit de fond

Nous avons mesuré la valeur de bruit de fond en enregistrant un morceau de bande



Caractéristiques de transfert entrée/sortie.

sans mettre de signal à l'entrée. La valeur donnée ici est indiquée en dB et mesurée avec filtre de pondération psophométrique et réducteur de bruit Dolby.

La cassette à double couche Carat donne – 61,5 dB, la cassette SX – 60, la Scotch – 61, la Philips – 59, la TDK – 60,5.

La dynamique

Pour exprimer la dynamique, nous tenons compte du niveau pour lequel il y a un taux de distorsion de 3 %, du niveau de sortie de la cassette.

Pour la cassette Agfa Carat, nous avons une dynamique de 67,8 dB, pour la SX, nous avons 67,5 dB pour la Scotch 70,5 dB, pour la Philips 68,5 dB et pour la TDK 70 dB. L'amélioration par rapport aux autres cassettes est évidente. Si nous avions pris comme référence d'anciennes cassettes, la différence aurait sans doute été plus flagrante.

La saturation

C'est là où les cassettes montrent le mieux leurs différences et où les cassettes « métal » vont montrer leurs qualités. Pour mettre en évidence la saturation, on utilise une tension de fréquence constante prise comme paramètre. La tension est injectée à l'entrée du magnétophone avec une amplitude croissant linéairement en dB. Pendant la lecture, on mesure l'amplitude du signal de sortie et on fait la corrélation entre le niveau d'entrée et de sortie.

Nous disposons d'un matériel original spécialement étudié dans ce but et qui permet de tracer ces courbes dites caractéristiques de transfert.

Cassette Agfa Carat type Fe/Cr

Ce type de tracé met en évidence certaines irrégularités de défilement, le tracé met en évidence le moindre écart. Heureusement, l'oreille n'est sensible qu'à 2 dB environ... L'amplitude des écarts relevés ici est inférieure à ces 2 dB, et de loin.

La courbe doit être comparée à celle de la SX. On note ici une courbe de saturation moins rapide que pour la SX et une relativement bonne résistance aux fréquences hautes.

– **Cassette SX** : C'est la cassette qui résiste le moins à la saturation, il est difficile de lui faire supporter un niveau d'aigu supérieur à – 20 dB à 18 kHz contre – 15 pour la fer/chrome.

– **Cassette Scotch** : Elle se comporte bien à 400 Hz, peut admettre à 10 kHz un niveau de 0 dB, de – 5 à 15 kHz.

– **Cassette Philips** : L'enregistrement du 10 kHz reste possible jusqu'à – 1 dB. Pour le 15 kHz, nous avons droit à – 7 dB et à 18 kHz – 12 dB, le gain est important par rapport aux cassettes traditionnelles.

– **Cassette TDK MA** : Cette cassette offre une saturation un peu moins rapide que les autres cassettes, nous aurions toutefois préféré avoir une meilleure régularité à 15 kHz, il ne faut pas oublier que l'on demande beaucoup à ce ruban mince et étroit, il est donc difficile de demander une régularité aussi bonne que celle d'une bande plus large et à la couche d'oxyde plus importante. Ce n'est qu'une fois que tous ces problèmes auront été vraiment maîtrisés qu'il sera possible de tirer davantage d'une cassette.

Conclusions

La cassette au « métal pur » est-elle meilleure que les autres ? C'est certain. Le gain est essentiellement localisé au niveau des fréquences hautes, et, à moindre titre au taux de surmodulation possible. On ne craindra plus maintenant de faire promener les aiguilles dans le rouge, la saturation a vraiment été éloignée. Ces mesures sont aussi celles d'un magnétophone à cassette qui fait ici une rentrée en avant première. Taux de distorsion très bas, marge de surmodulation lointaine, nous reviendrons ultérieurement sur cet appareil.

Les cassettes devraient être commercialisées d'ici six mois environ, leur prix n'est pas encore fixé. On s'attent à un prix assez élevé, ce qui fait des décibels assez chers. Si vous disposez d'un magnétophone cher, si votre budget n'est pas limité, vous pourrez penser à ce type de cassette. Il est intéressant de noter que les modèles que nous avons testés sont pratiquement compatibles entre eux et que les différences notées ne sont pas très importantes. Il faut enfin se souvenir que ces cassettes sont des prototypes et non des pièces de séries, des améliorations seront sans doute apportées au stade de la fabrication de série. Nous attendrons donc encore quelque temps avant de tirer des jugements définitifs. Pour le moment, la cassette Fer/chrome ne semble pas trop démodée, pas plus d'ailleurs que celles aux oxydes de fer améliorés. Avez-vous vraiment besoin de ces quelques décibels de plus ?...

E. LÉMERY

LE SALON DU JOUET 1979

PARLER du jouet dans nos colonnes peut ne pas paraître très sérieux. En fait, l'électronique s'est introduite dans le jouet et ce salon est un peu pour nous l'occasion de montrer la participation croissante de l'électronique dans certains loisirs, une électronique qui ne se limite plus d'ailleurs à un simple amplificateur à transistor...

Le Salon du Jouet est aussi un salon consacré à la puériculture, nous avions eu l'occasion, l'année dernière d'évoquer un berceau automatique qui berçait l'enfant dès que ce dernier poussait des cris. Il ne semble pas y avoir d'évolution dans ce domaine et ce type d'application ne paraît pas s'être généralisé. A quand le premier berceau à microprocesseur !

Plusieurs catégories de produits intégrant de l'électronique sont présentés ici, nous citerons les jeux de société qui trouvent ici un renouveau, les jeux vidéo, toujours plus élaborés, les circuits de voiture électriques et, bien entendu, la radiocommande.

Après le jeu d'échec Chess Challenger, disponible maintenant en deux versions, une avec 3 programmes, l'autre avec 10 programmes, nous avons le Checker Challenger, jeu de dames à 2 et 4 programmes et enfin la dernière nouveauté qui est un Bridge Challenger, le partenaire toujours disponible. Une autre version de la série des Challenger est un professeur de bridge. Inutile, il nous semble, de préciser que ces appareils font appel à des microprocesseurs.

Le micro-ordinateur entre aussi dans des jeux moins spécialisés comme celui de Stellar que nous avons présenté dans nos informations du 15 mars dernier. Ce jeu est construit autour d'un Z 80, microprocesseur à 8 bits, une mémoire enfichable permet d'augmenter le nombre de jeux à l'infini, tout devient une question de programmation. La programmation pourra aussi être faite par chacun, on pourra également disposer d'interface pour cassette et téléviseur.

L'année dernière, nous avions parlé des batailles navales électroniques, elles restent commercialisées et se complètent de batailles spatiales dans lesquelles les munitions et le carburant sont comptés.

Plusieurs versions du Master Mind sont disponibles, la plus complète permet à quatre joueurs de jouer en dialoguant avec un ordinateur. Plusieurs variantes sont possibles. L'ordinateur compose un code de 5 couleurs choisies entre 6, 8, 10 ou 11 couleurs. Les petits Master Mind électroniques font appel à des codes de 3, 4 ou 5 chiffres à découvrir parmi 6 ou 10 suivant le jeu. Le gros avantage de ces jeux est qu'il est possible de jouer tout seul, ce qui ne l'était pas avec les systèmes manuels. Bien entendu, le prix varie, suivant le modèle entre un peu moins de 10 F et un peu plus de 260 F.

Autre jeu, tout électronique et né de l'électronique, le Mer-



Photo A. – Graupner, un vaste choix dans la voiture, propulsion électrique ou non.

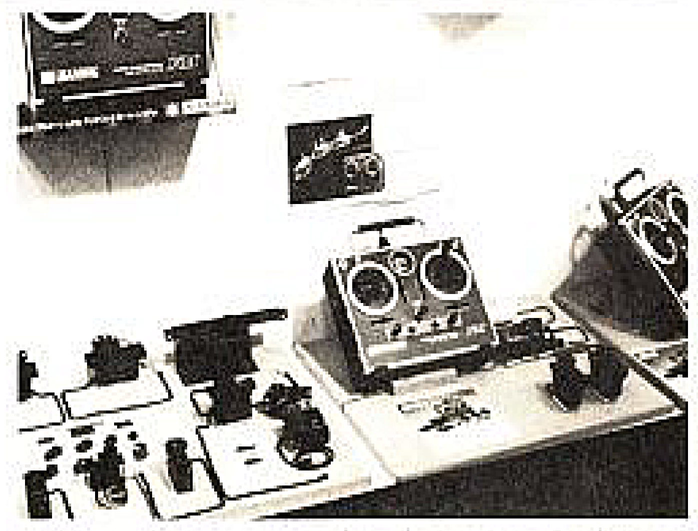


Photo B. – Sanwa, ensemble spécialisé pour hélicoptère, à gauche, les servos dont le treuil pour voilier.

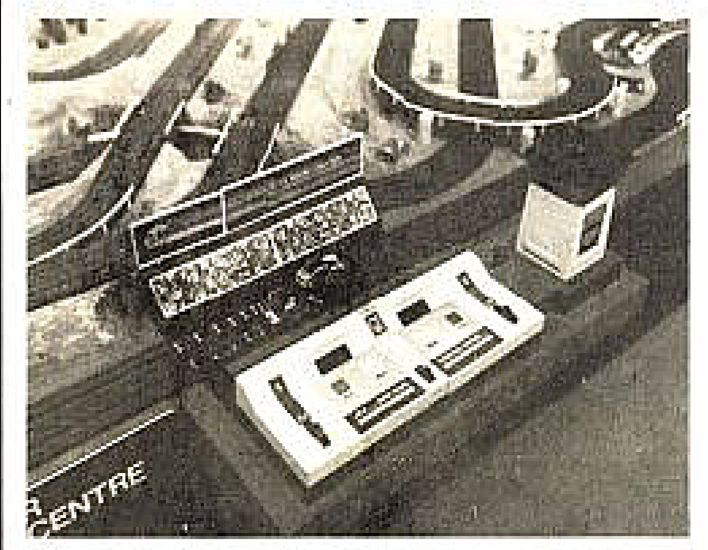


Photo C. – Aurora, l'ordinateur de course, simule le réservoir à essence...



Photo D. – Robbe. Une toute petite antenne, si vous êtes gênés par le 27 MHz.

lin, de Miro, c'est une boîte qui ressemble de très loin à un combiné téléphonique. Dans le haut un petit haut-parleur, dans le bas, quatre touches, au centre d'autres touches, une conversation s'opère entre vous et l'appareil par l'intermédiaire de signaux sonores et lumineux.

MB avait présenté l'année dernière deux jeux électroniques, cette année, une sorte de soucoupe volante baptisée Simon vous propose des séquences de « Jakadi » avec plusieurs niveaux de difficulté, de quoi s'amuser pas mal de temps...

Dans les jeux vidéo, on trouve maintenant des microprocesseurs, des interfaces à cassette et même une extension pour programmer soi-même son microprocesseur et en faire pratiquement n'importe quoi.

Chez Occitel, ce type de jeux devrait être d'un prix abordable compte tenu de la complexité de l'appareil. Les extensions seront là pour faire évoluer le prix du système. L'OC 2000 se programme par microprocesseur, il dispose de 60 jeux de balles, de jeux de combat, de courses de voiture, de cassettes de calcul mental, de courses de chevaux, de labyrinthes, de jeux de chasse, d'une guerre des étoiles, d'un jeu de clown (comme dans les cafés). Un second jeu LED, est spécialisé dans le bridge, il s'agit d'un jeu dans lequel une cassette est utilisée pour diffuser un commentaire et poser des questions, la réponse se fait par un clavier. D'autres cassettes que celle du bridge, peuvent bien entendu, être utilisées.

Une autre application de l'électronique se rencontre dans les bruiteurs. Une nouvelle génération de jouets a fait son apparition. MB par exemple, propose un véhicule spatial dont le son varie en fonction de la position de l'appareil. Plus besoin d'imagination pour recréer un bruit avec sa bouche ! Sauf si les piles sont usées...

Les maquettes plastiques, toujours aussi précises se dotent aussi de bruiteurs électroniques, on trouve ainsi chez Revell une moto dotée de clignotants, d'une boîte de vitesse, d'un démarreur, tous les bruits de cette moto sont reproduits. Avec quel réalisme, nous ne le savons pas, le système marche sur piles et, lorsque nous avons voulu profiter de cette sonorisation, elles avaient rendu l'âme !

Bruiteur aussi, cette fois chez Aurora où une tour de contrôle reproduit les bruits d'une course automobile, ce nouveau type de synthétiseur accompagne une sorte d'ordinateur de gestion d'un circuit, on programmera le nombre de tours, le compte à rebours, les pannes d'essence, il faudra faire le plein de temps en temps, le réservoir (fictif) se vidant proportionnellement à la longueur du circuit et à la position de l'accélérateur, un ensemble qui devrait coûter environ 300 F plus 170 pour la tour de contrôle bruiteuse...

Toujours dans le circuit, Polistyl présente un chronomètre et un compte tours électronique, les temps pris en compte sont ceux déclenchés par le passage des voitures sur des pédales de contact. Le système est simple, il est nette-

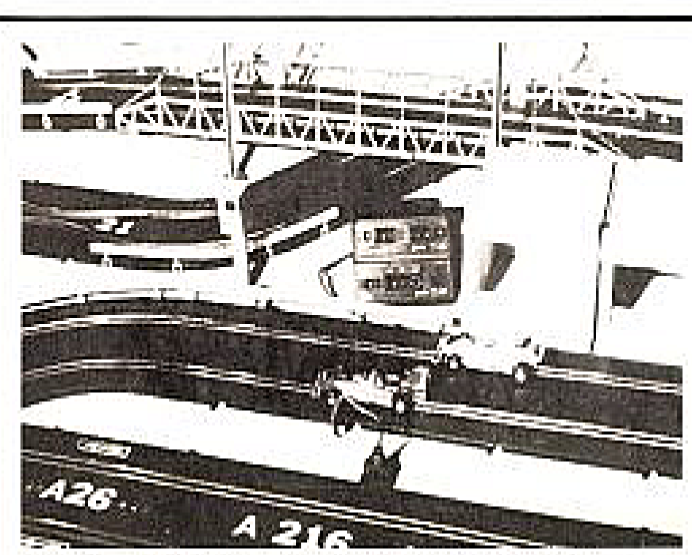


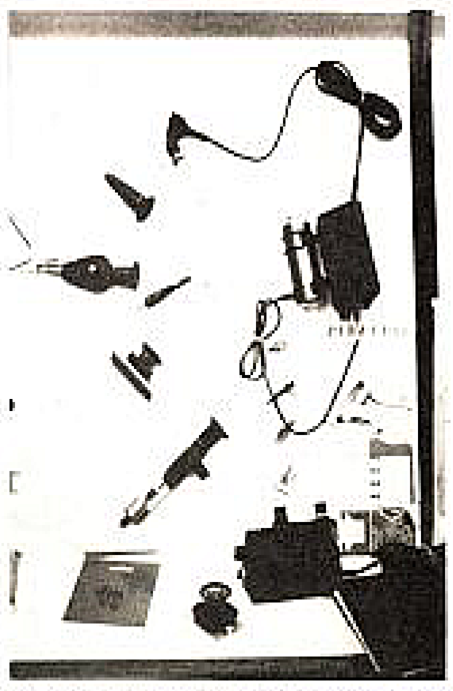
Photo E. – Polistyl. Compteur et chronomètre séparés.

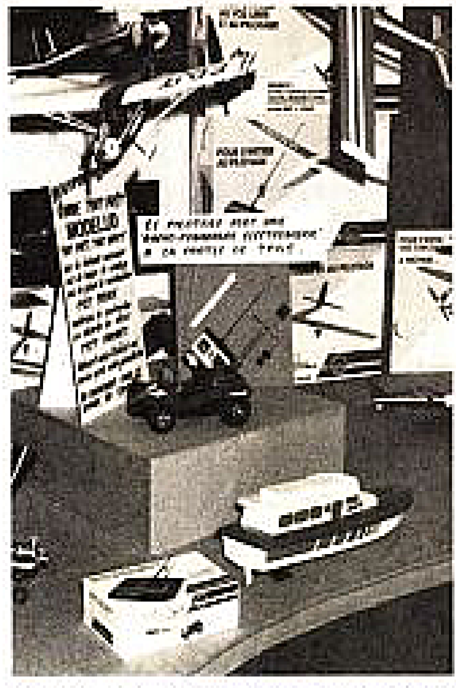


Photo F. – Exico. Deux Renault Alpine turbo-mono-commande et proportionnel. L'électronique est japonaise, le reste français.



Photo G. – Occitane d'Electronique : exercez-vous au calcul mental et à bien d'autres jeux.


Photo H. – Applications rationnelles : la panoplie : en nouveauté, une perceuse orbitale, un compresseur, utile en électronique comme dans le modèle réduit.


Photo I. – Modelud : nouveau fabricant français, avec toute une gamme de modèles prêts à voler, à rouler, etc.

ment moins sophistiqué que celui de Jouef qui doit sortir, comme les autres, cette année alors qu'il était présenté en prototype pour la première fois, il y a maintenant un an. Ce compteur/chronomètre assure une gestion complète de la course et offre de nouvelles fonctions comme le chronométrage du tour, la mise en mémoire et l'affichage du record du tour, etc., pour plus de détails, se reporter au dernier numéro du Haut-Parleur...

Autre domaine, à mi-chemin entre le jouet et la radiocommande de gros modèles réduits, la radiocommande de jouet, en général, il s'agit de petites voitures, ou encore de camions ou de tanks. Beaucoup de monocommandes, elles utilisent un principe différent selon le réalisateur, lorsqu'on appuie sur le bouton, la voiture tourne à gauche au lieu d'aller à droite, on trouve aussi une méthode plus simple qui consiste à faire marche arrière pour tourner. Le réalisme laisse à désirer mais comme ces voitures sont pour les petits enfants...

Le prix de ces voitures radioguidées démarre à 190 F environ pour une petite radiocommandée, et arrive aux environs de 600 F pour une voiture à commande proportionnelle sur la direction et le moteur.

Exico produit depuis longtemps des voitures, nous avons ici un exemple de coopération franco-japonaise pour la maquette d'une Renault turbo. La voiture est réalisée en France alors que l'électronique vient du Japon, les licences d'importations de jouets en provenance du Japon étant très limitées, alors que celles des pièces détachées le sont moins. Toujours chez Exico, un camion qui obéit à la fois suivant la longueur de l'ordre, il tournera à gauche, à droite, s'arrêtera et démarrera.

Nous arrivons maintenant à la radiocommande avec une foule de nouveautés. Commençons avec le Japon. Sanwa, jusqu'à présent ne présentait, en France que des modèles de bas de gamme. Cette fois, toute la gamme est représentée chez Scientific France. Une tendance générale, et qui n'est pas nouvelle, c'est la spécialisation des ensembles de radiocommande, une spécialisation qui se traduit par une modification des commandes et aussi par des mélanges de commande.

Chez Sanwa par exemple, nous avons un ensemble pour hélicoptère, sur lequel il y a un mixage entre la commande de l'anticouple et du contrôle moteur. Ce mixage est du type dérivé et proportionnel. Lorsqu'on donne un coup d'accélérateur au moteur, il y a une commande d'anti couple destinée à compenser le couple dû à l'accélération (compensation dynamique) et, si la vitesse de rotation a été augmentée, il y aura aussi une augmentation du couple anti-rotation. Le taux de compensation dynamique et statique peut être réglé par potentiomètre. Pour les voitures, on disposera d'une commande par volant et d'un levier d'accélérateur.

La gamme de servo s'agrandit, les roulements à billes en sortie se rencontrent fréquemment, certains servos sont étanches. Le treuil de voile coûtait fort cher, Sanwa en présente un qui bat, dans le bon sens tous les records des prix (moins de 300 F).

Toujours chez Scientific France, la gamme Simprop. Un nouvel émetteur à deux canaux peut passer à 4 voies par adjonction d'un demi-manche avec potentiomètre. Simprop, propose des palonniers qui se montent sur les servos et qui assurent différentes caractéristiques de transfert manche/volet : commande linéaire, commande exponentielle etc. Ce type d'accessoire évite l'acquisition d'un émetteur à l'électronique complexe.

Simprop propose aussi un détecteur de « pompes » pour planeur. Lorsque le planeur monte, un flash installé sous le planeur clignote, il ne reste plus qu'à maintenir le planeur clignotant allumé pour le voir monter... L'hélicoptère qui connaît une vogue croissante n'a pas été oublié, il existe en effet une alarme de réservoir qui signale qu'on arrive sur la réserve et qu'il est préférable de se poser.

Une potence d'exercice de Kavan permet de s'entraîner dans un rayon de 3 m et par conséquent facilitera l'apprentissage du pilotage en limitant les risques pour la maquette...

Graupner a changé d'importateur et se présente maintenant sous le nom de Graupner France. Plusieurs sujets traités dans le dernier catalogue, la propulsion électrique semble rencontrer un vif succès aussi bien pour les bateaux que pour les voitures, les équipements électriques se sophistiquent tous les jours davantage et gagnent en puissance.

Plusieurs voitures sont proposées, aussi bien électriques qu'à moteur à explosion. Les électriques se dotent d'un frein moteur rhéostatique, d'un différentiel, de moteurs de plus en plus puissants. Une magnifique voiture d'origine japonaise est proposée, elle dispose d'une suspension indépendante pour les roues avant et

arrière, suspension réalisée à partir de biellettes moulées, la dureté de la suspension est ajustable.

Sa boîte de vitesse dispose de trois rapports autorisant une vitesse maximale fixée à 5,15 ou 30 km/h, vitesse qui sera choisie en fonction de l'expérience ou de l'âge du pilote. L'électronique a beau être avancée, la résistance bobinée reste la reine pour assurer les accélérations progressives. La raison en est simple : le rhéostat n'est pas cher. En fin de course, le contact se fait directement entre la batterie et le moteur, sans perte.

Nouvel émetteur, le Promix, son originalité est de disposer de commandes mélangeables et programmables. Des blocs de programmation sont prévus pour divers mélanges spécifiques.

Avec la propulsion électrique, il devient nécessaire de prévenir d'une fin de décharge avant que le navire ne soit plus en mesure de revenir au bord, des vérificateurs de batterie acoustique sont commercialisés dans ce but.

Autre grand de la radio commande, Robbe. Cette firme propose un moteur hors bord très puissant, une maquette de hors bord Glastron peut recevoir ce super moteur. La commande de vitesse sera, soit par rhéostat, soit par régulateur électronique. Plusieurs voitures sont proposées, avec la possibilité de choisir plusieurs moteurs dont le dernier sorti est un moteur de 400 W.

Nous trouvons également chez Robbe des différentiels particulièrement miniaturisés et montés sur roulements à billes.

Côté émetteurs, nous retrouvons la gamme qui s'étend maintenant avec un émetteur pouvant travailler à très haute fréquence dans la bande des UHF. Sur ces émetteurs, on trouvera diverses linéarités de réponse des servos, des linéarités adaptées à diverses situations.

Apparition sur le marché français d'une nouvelle marque de modèles réduits, il s'agit de Modelud. Cette marque, faisant partie du groupe Ceji propose 22 modèles réduits. Une originalité de certains de ces modèles, c'est qu'ils sont proposés entièrement prêts à voler, à rouler ou à partir en croisière.

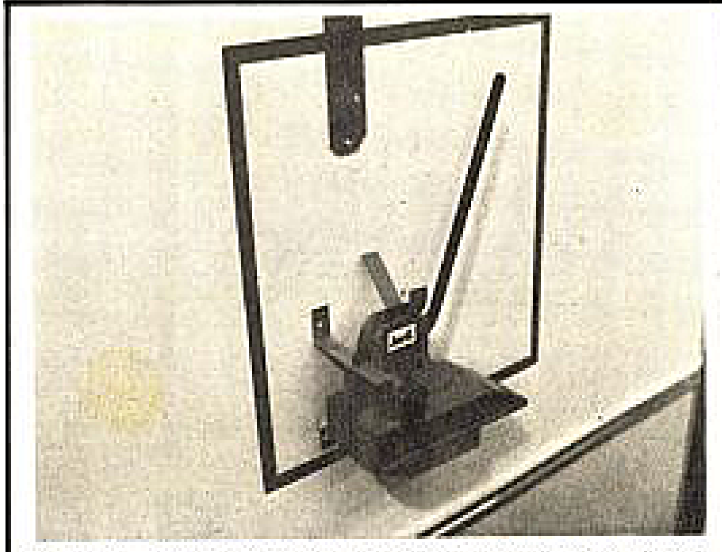


Photo J. – Joutil pour couper, cintrer, poinçonner, cet outil multiple, utile pour les protos en électronique.

On trouvera dans cette gamme : des planeurs, des avions à moteur, une voiture Dune Buggy à moteur électrique (piles), une vedette. Si les maquettes sont fabriquées en France, la radio vient du Japon, c'est une radio à deux voies et deux servos, elle travaille sur 27 MHz. L'alimentation se fait sur piles, les quartz sont interchangeables, le récepteur est du type Superhet.

L'outillage n'est pas oublié, nous avons trouvé dans ce Salon un petit outil combiné qui fera le plaisir de tous les constructeurs électroniques. Il s'agit en effet d'un combiné cisaille/ poinçonneuse/ plieuse. Elle permet de travailler la tôle fine ou certaines matières plastique.

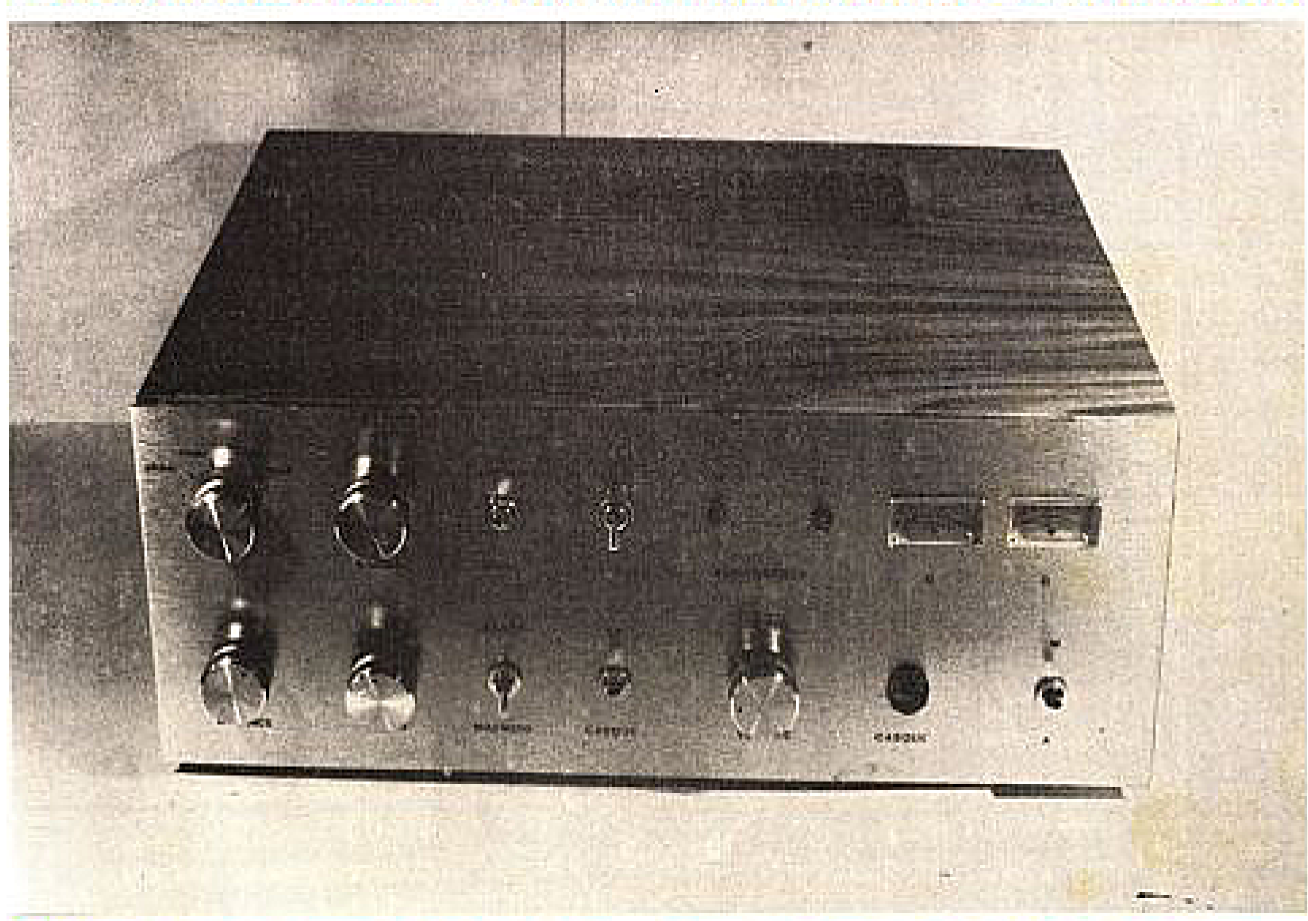
L'originalité de cet appareil est qu'il est prévu de lui associer des composants métalliques ou plastiques comme des cornières, des plaques, des barreaux qui permettront de réaliser des coffrets, de fixer des composants, des circuits imprimés. Ce produit, conçu en Suisse doit être commercialisé dans les mois à venir sous les marques Rebo ou Youtil.

Chacun connaît les perceuses des Applications Rationnelles, des perceuses qui permettent de faciliter la réalisation de circuits imprimés. Le système évolue. Après la simple perceuse au corps métallique pouvant se monter sur un support désormais métallique la transformant en sensitive, on peut lui adapter une scie sauteuse dont la capacité est de 10 mm pour le bois et de 6 mm pour les métaux tendres. Nous avons aussi pu découvrir une ponceuse orbitale (très intéressante pour polir une face avant) (sorte de brossage), un compresseur et un pistolet pouvant pulvériser des vernis de protection, et aussi un mandrin à trois mors permettant d'adapter des outils dont le diamètre de la queue peut atteindre 4 mm. Présentation chez ce constructeur de moteur électrique associé à des réducteurs. Utile pour les maquettes !

Nous terminerons par les jeux made in USA de Texas, ils sont commercialisés par Robert Laffont. Le plus élaboré est appelé Speak and Spell, c'est une machine qui aide les enfants à épeler et prononcer plus de 200 mots de vocabulaire de base. Ce système intègre des mémoires programmées pour une synthèse de la parole. Outre la prononciation, cet appareil sert aussi à plusieurs jeux dont une sorte de « pendu ».

Le système de parole est basé sur une mémoire statique. La ROM dynamique a une capacité de 128 k bits. Texas envisage de proposer des listes supplémentaires de mots qui se brancheront sur la machine sous forme de modules enfichables.

REALISEZ UN AMPLIFICATEUR



HIFI ORIGINAL ET MODULAIRE

(Suite voir N°s 1640, 1641 et 1642)

COMME nous l'avons indiqué dans notre précédent numéro, nous allons étudier aujourd'hui la réalisation de la carte préampli d'entrée à commutation électronique ainsi que divers modules préamplificateurs pour PU magnétique dont les rapports signal/bruit vous surprendront. Le circuit de commutation électronique des entrées faisant appel à des quadruples interrupteurs en technologie C/MOS que nous avons étudiés le mois dernier, nous vous conseillons de relire, ce qui a été écrit à leur propos avant d'entrer dans le vif du sujet que voici...

Préampli à commutation électronique

Nous utilisons donc, pour ce faire, les 4016 étudiés le mois dernier ; cependant pour ne pas avoir à nous préoccuper des « défauts » de ces circuits, défauts mis en évidence sur la figure 4 du numéro précité, nous utilisons une astuce de montage décrite en figure 1. Le principe est simple et consiste à utiliser 2 commutateurs pour chaque liaison ; ceux-ci étant toujours dans des états contraires. Dès lors, l'ensemble se comporte remarquablement bien ; en effet, la configuration 2 représente « un interrupteur » fermé ; l'atténuation V_s/V_e est extrêmement faible même si R_L est relativement élevée (dès lors que ce qui est relié en V_s a une impédance d'entrée élevée) ; la configuration 3 représente « un interrupteur » ouvert ; l'atténuation V_s/V_e est extrêmement importante puisque la résistance de 10 MΩ est suivie par une charge de 300 Ω ce qui nous donne plus de 90 dB d'atténuation.

La figure 2 issue directement de la précédente, montre le principe du préampli utilisant de tels commutateurs. Chaque entrée arrive sur un adaptateur de niveau et d'impédance (comme ceux que nous avons déjà étudiés par exemple) ; les sorties de ces adaptateurs aboutissent chacune à « un interrupteur » analogue à celui de la figure 1 ; tous ces interrupteurs étant reliés à un ampli destiné à compenser l'atténuation introduite par ceux-ci.

Chaque interrupteur étant constitué par 2 commutateurs dans un état différent, un étage inverseur est nécessaire au niveau de la tension de commande.

Malgré cette complexité apparente, nous avons réussi à réaliser un tel module pour 4 entrées sur une carte de circuit imprimé standard en utilisant très peu de composants ce qui, tout compte fait, ne revient pas plus cher que le traditionnel commutateur d'entrée à X circuits et Y positions couvert de fils blindés. Le schéma théorique complet de cette carte est représenté figure 3.

On reconnaît, en haut de la figure, 3 adaptateurs de niveau selon un schéma déjà bien

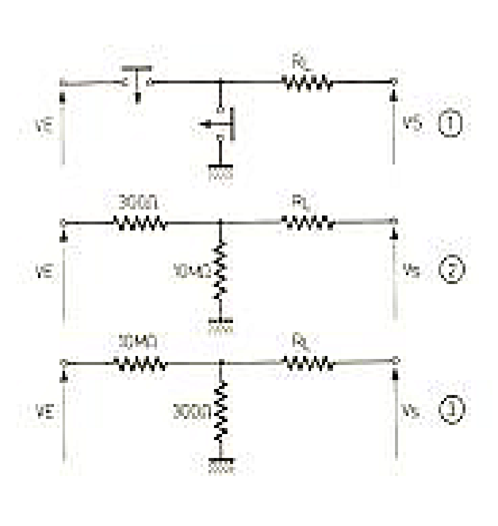


Fig. 1. – Comment s'affranchir des « défauts » du 4016.

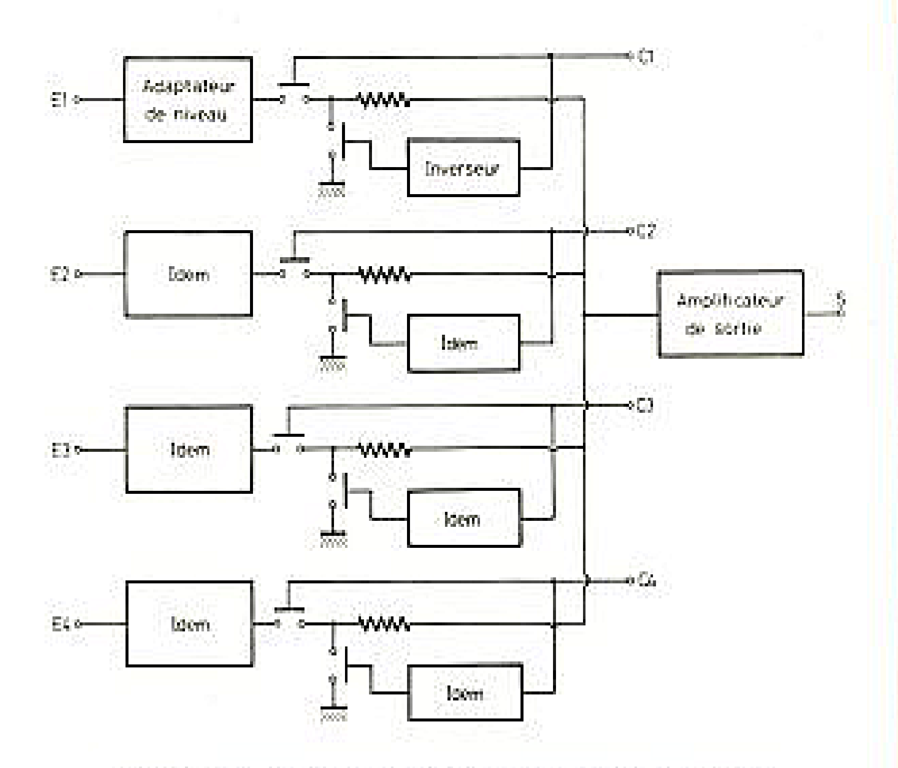


Fig. 2. – Synoptique du préampli à commutation électronique.

classique : l'impédance d'entrée est fixée à 470 kΩ et le gain est réglable entre 0 et 2 par le potentiomètre de 1 MΩ ; le 4e adaptateur n'en est pas vraiment un puisque c'est une simple résistance (celle de 10 kΩ aboutissant sur E_4) : en effet, cette entrée est prévue pour être branchée en sortie d'un des préamplis RIAA pour PU magnétique que nous allons décrire ; dès lors, le montage à ampli opérationnel devient superflu.

Les commutateurs placés en série dans le trajet du signal sont reliés directement aux entrées C_1, C_2, C_3, C_4 où sont appliquées les tensions de commande. Ces mêmes entrées attaquent chacune la base d'un transistor monté en inverseur, qui commande à son tour les commutateurs placés entre le signal BF et la masse ; dès lors, l'application d'une tension positive issue de la borne V_C (fig. 3) sur C_1 (par exemple) ferme le commutateur A_1 et ouvre D_1 permettant ainsi au signal issu de A_1 d'entrer sur A_4 ; les autres entrées C_2, C_3 et C_4 restant « en l'air ». B_1, A_2 et B_2 sont ouverts tandis que C_1, D_2 et C_2 sont fermés interdisant ainsi tout passage des signaux issus de E_2, E_3 et E_4 vers A_4.

L'atténuation introduite par l'interconnexion des 4 commutateurs étant approximativement de 4 l'ampli A_4 a un gain de 4 pour compenser cet état de fait.

Comme nous l'avons indiqué, nous avons réussi à loger tous les composants de la figure 3 sur un seul circuit imprimé standard au prix, il est vrai, de l'utilisation d'un circuit imprimé double face. Ce circuit imprimé, dont le dessin des faces est visible figures 4 et 5 supporte donc un sélecteur mono à 4 entrées. Dès lors, il faut réaliser 2 cartes identiques pour 4 entrées en stéréo (cas classique) ou 4 cartes identiques si vous désirez 8 entrées en stéréo (ce qui à notre avis, est parfaitement inutile).

De nombreux lecteurs n'étant pas familiarisés avec la réalisation des circuits imprimés double face, nous allons effectuer un petit rappel des deux méthodes utilisables.

Circuit imprimé double face

Deux cas sont à considérer selon que vous utilisez la méthode photographique ou la méthode du dessin direct sur le cuivre du circuit. La méthode photo se prête évidemment beaucoup mieux à ce genre de sport que la méthode directe.

Dessin direct :

En utilisant le dessin du circuit côté cuivre, commencez par pointer tous les trous des composants puis percez ceux-ci au foret de 0,8 mm. Poncez très soigneusement les deux faces du circuit afin d'éliminer au mieux les bavures des perçages. Dessinez le circuit côté cuivre au moyen de votre stylo spécial en suivant le dessin de la figure 4. Ceci peut se faire à main levée.

Au moyen d'un carbone reportez sur le cuivre côté composants le dessin de la figure 5 puis repassez celui-ci

Nº broche	Préampli à com. élect.	Circuit mono-monitoring	Préampli à LM 381	Préampli à transistors
1	Masse	Masse	Masse	Masse
2	C_1	E_2 M	Sortie D	Sortie D
3	–	–	–	–
4	C_2	E_1 M	–	–
5	– VA	– VA	–	–
6	C_3	SM	–	–
7	C_4	$E_{MON\ D}$	–	–
8	S	SMD	Entrée D	Entrée D
9	Masse	Masse	Masse	Masse
10	Masse	$E_{MON\ G}$**	Masse	Masse
11	E_4	SMG	Entrée G	Sortie G
12	E_3	EMG	–	–
13	V_C	S_{MONG}	–	–
14	+ VA	+ VA	–	+ VA
15	E_2	EMD	–	–
16	–	–	+ V	–
17	E_1	$S_{MON\ D}$	Sortie G	Entrée G
18	Masse	Masse	Masse	Masse

Tableau 1
Brochage des connecteurs des différentes cartes.

au stylo spécial. Un dessin à main levée de cette face est en effet impossible, car vous risqueriez de faire passer des pistes trop près des pastilles de certains composants (les trous ne sont, pour l'instant, percés qu'à 0,8 mm !).

Gravez ensuite votre circuit au perchlorure comme vous en avez l'habitude puis percez les trous à 1 mm ou plus selon les composants qu'ils reçoivent.

Méthode photographique

Réalisez par le procédé qui vous est habituel un film de chaque face du C.I. conforme aux dessins des figures 4 et 5. Collez ensuite, avec du ruban adhésif, ces deux films sur une chute d'epoxy (située hors de la zone de dessin évidemment) de façon à assurer une superposition aussi parfaite que possible des trous homologues. Glissez alors entre les deux films la plaque d'epoxy à exposer et procédez comme pour du simple face en n'oubliant pas :

– de maintenir très fermement la plaque entre les deux films pendant l'exposition aux ultra-violets ;

– d'exposer les deux faces de la plaque (ne riez pas ! un oubli est si vite arrivé).

Procédez ensuite comme vous en avez l'habitude pour la gravure du CI et le perçage.

Réalisation pratique

Une fois votre circuit réalisé, vous pouvez passer à la mise en place des composants en utilisant la figure 6. Commencez par les composants les moins fragiles et n'oubliez pas les 2 traversées entre faces matérialisées par une croix sur cette figure.

Lorsque vous soudez côté composants, en particulier les circuits intégrés, soyez très rapide car la distance entre le fer à souder et la partie active du composant est très faible ; évitez de souder toutes les pattes côté composants d'un seul coup, laissez refroidir le CI entre chaque soudure. N'oubliez pas de souder des deux côtés les pattes de composants qui servent de traversées.

Une fois ce travail terminé, une soigneuse vérification s'impose : attention si vous comparez votre œuvre avec notre photo, celle-ci correspond au prototype et les 4 résistances de 100 kΩ situées dans les bases des transistors n'y sont pas visibles.

Pour la mise en service, le tableau 1 indique le brochage du connecteur de bas de carte tandis que la figure 7 montre comment câbler le commutateur d'entrées. Remarquez bien qu'un commutateur à 1 seul circuit est nécessaire (le nombre de positions dépend, quant à lui, du nombre d'entrées) et que son câblage s'effectue en fil ordinaire non blindé puisqu'il ne véhicule que des tensions continues.

Le fonctionnement de ce module est immédiat si aucune erreur n'a été commise.

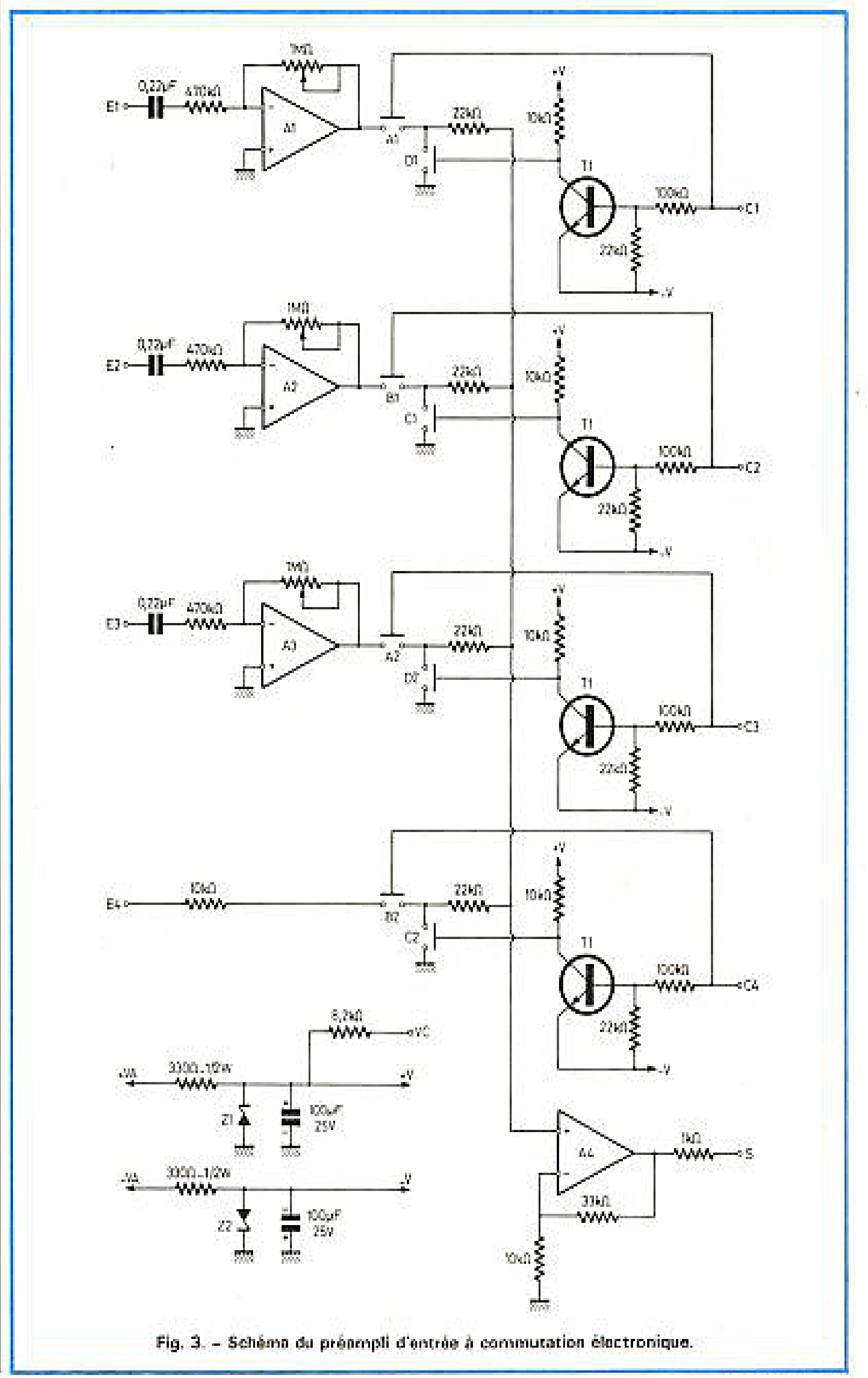


Fig. 3. – Schéma du préampli d'entrée à commutation électronique.

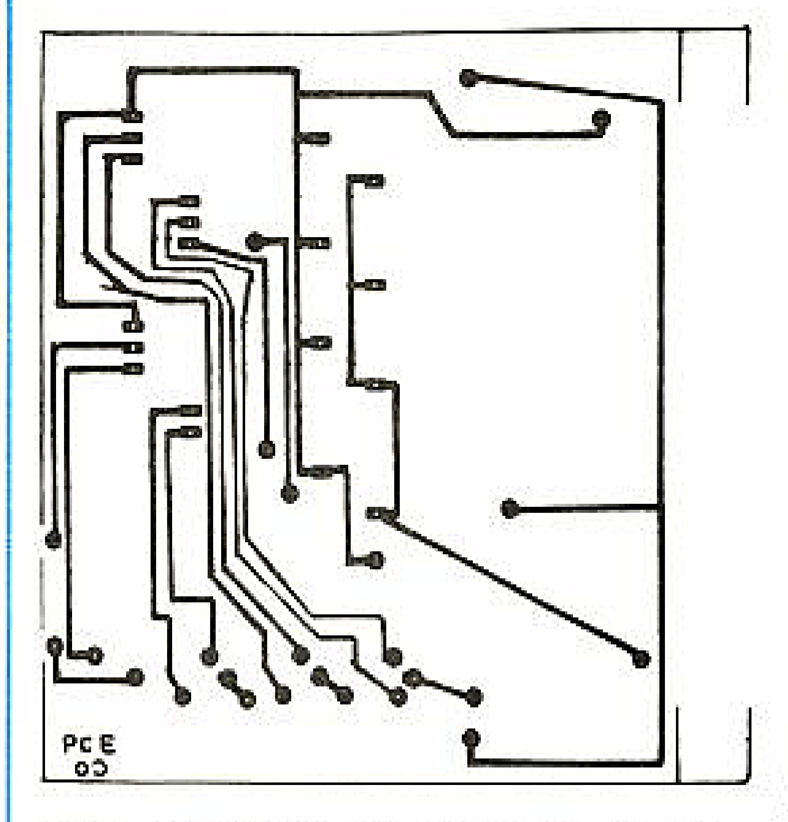


Fig. 4. – Dessin du CI du préampli à commutateur électronique vu côté cuivre (échelle 1).

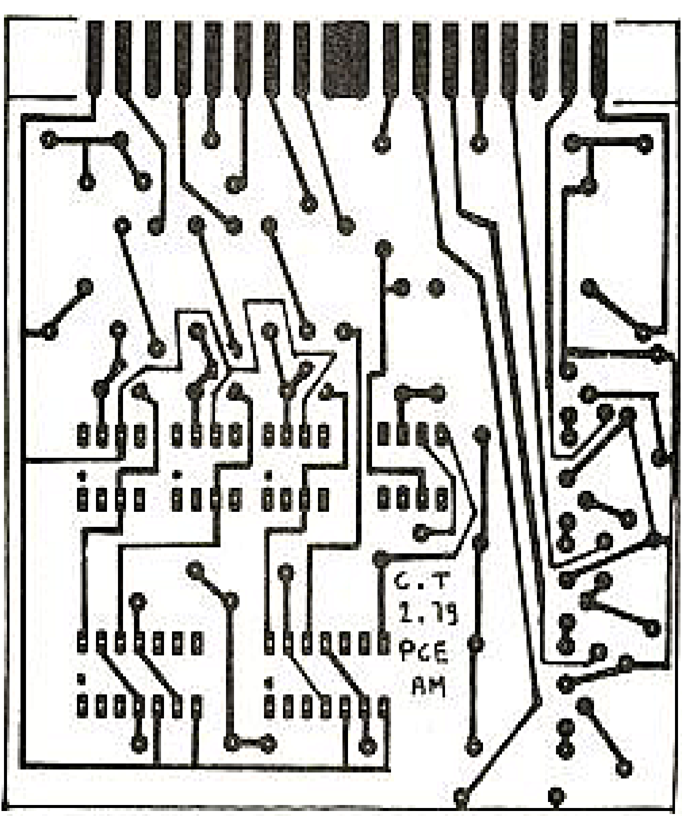


Fig. 5. – Dessin du CI du préampli à commutation électronique, côté composants.

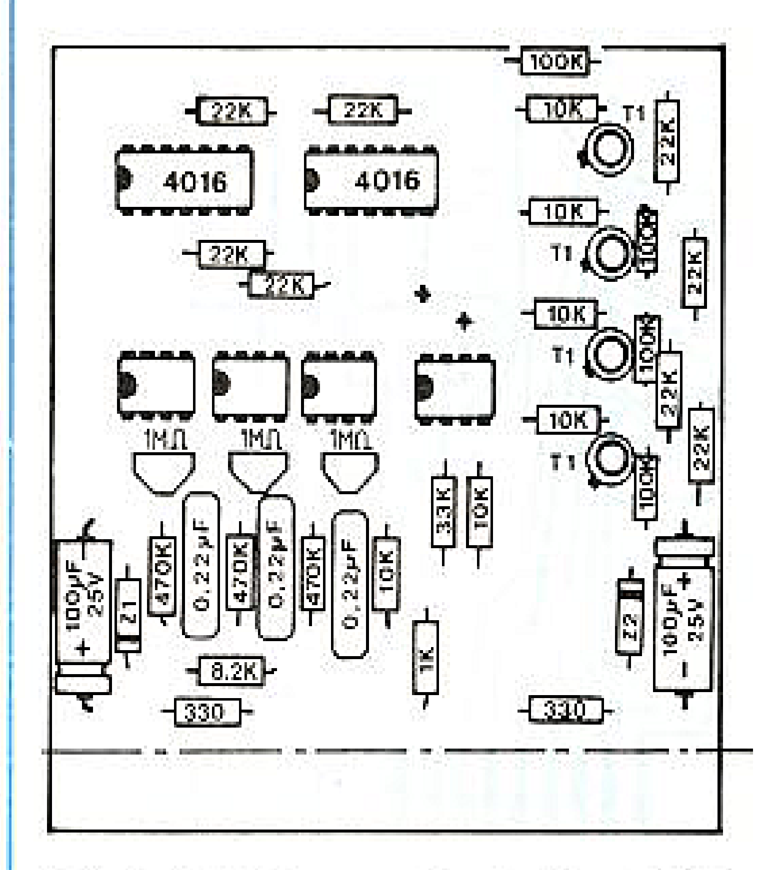


Fig. 6. – Implantation des composants du préampli à commutation électronique.

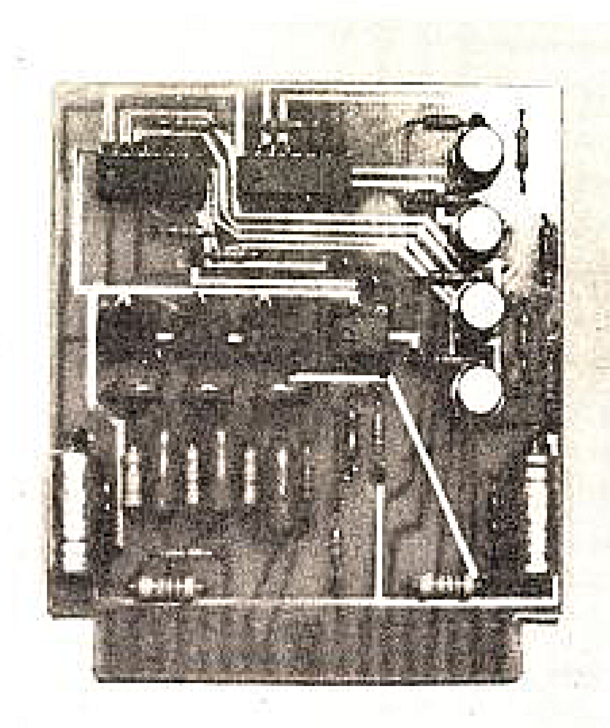


Photo A. – Le préampli à commutation électronique ; la carte est un prototype sur lequel manquent les 100 kΩ.

Le monitoring

Ce nom barbare est très répandu sur les façades des amplis HiFi et dans les publicités les accompagnant ; cependant, nous nous sommes aperçus que bien des amateurs de HiFi ne savaient pas exactement ce que cela signifiait. La figure 8 va donc faire un petit rappel ; on distingue en effet deux sortes de monitoring baptisés généralement B et A (pour « Before » = avant et pour « After » = après). Le monitoring B n'est en fait pas un vrai ; en effet, celui-ci n'est réalisé avec les magnétophones à 2 têtes : 1 tête d'effacement et 1 tête d'enregistrement lecture ; on se contente donc d'écouter le signal appliqué à la tête d'enregistrement ce qui ne contrôle que le fonctionnement du préampli d'attaque de la tête et ne renseigne pas sur ce qui se passe au niveau de la bande. Le monitoring A est le vrai ; celui-ci se réalise avec un magnétophone à 3 têtes et le signal écouté est celui qui est relu sur la bande par la tête de lecture aussitôt après l'enregistrement ; on a donc un contrôle exact de la qualité de ce dernier.

Au niveau de l'ampli, cette situation se traduit par la mise en place d'un commutateur qui permet, dans une position d'écouter le son en provenance de la source choisie par le commutateur d'entrées et dans l'autre, d'écouter le son issu de la relecture de la bande. Cela permet donc une comparaison immédiate de la qualité de l'enregistrement.

Le synoptique de la figure 9 montre la simplicité de mise en œuvre d'un tel commutateur de monitoring ; alors pourquoi avoir réalisé une carte baptisée mono-monitoring et dont le schéma est visible en figure 10. Les raisons sont multiples et nous allons les exposer ci-après en étudiant le fonctionnement de cette carte.

Si les niveaux de sortie des appareils haute fidélité tendent vers une normalisation, ce n'est pas le cas pour les magnétophones et parfois des rapports allant jusqu'à cin-

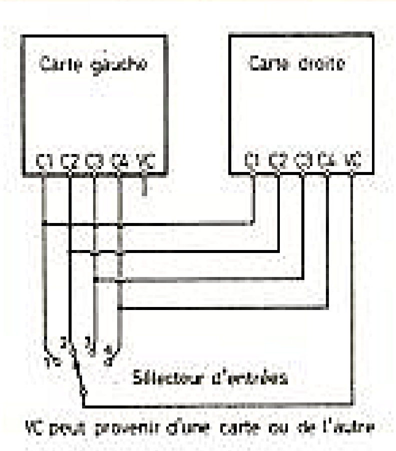


Fig. 7. – Câblage du commutateur d'entrée.

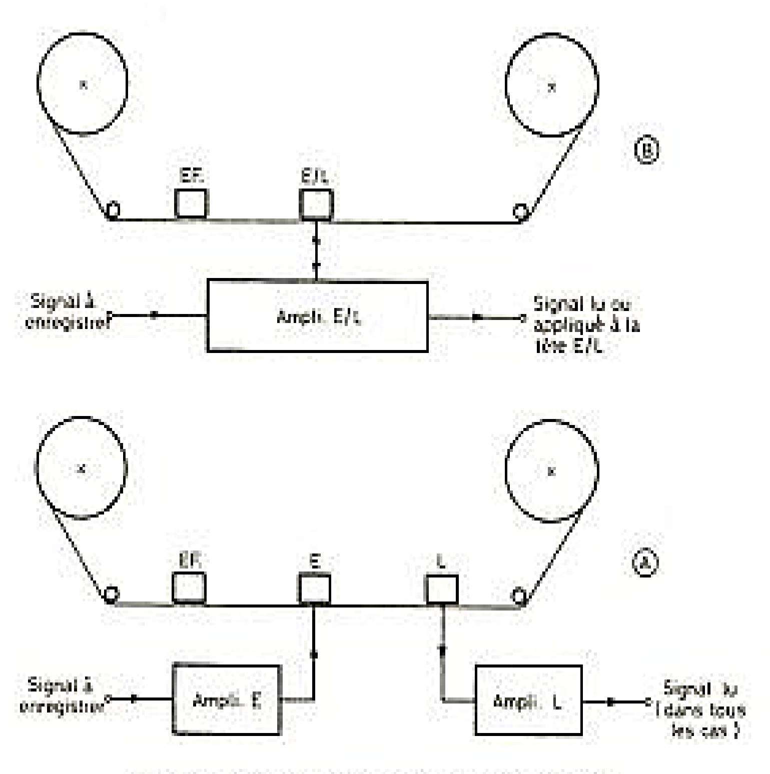


Fig. 8. – Les deux types de monitoring B et A.

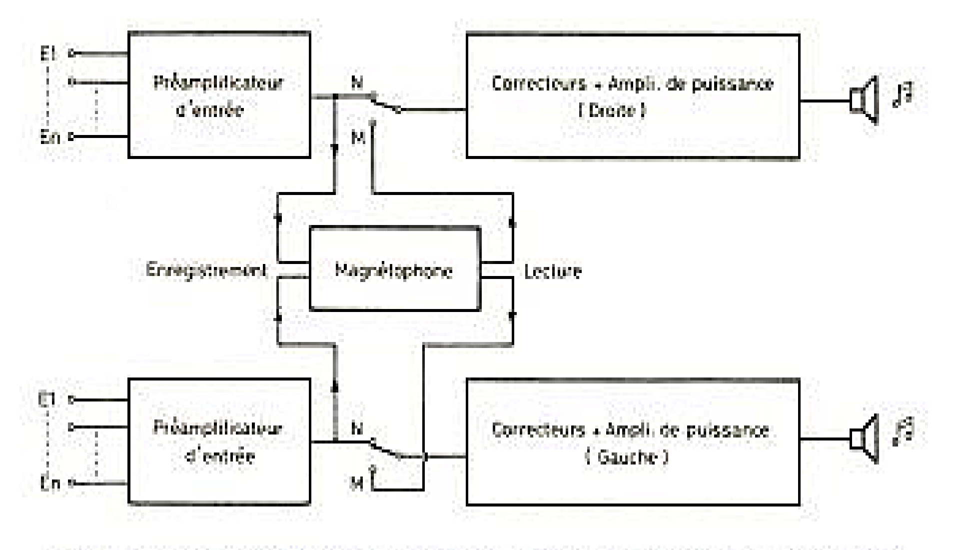


Fig. 9. – Synoptique du câblage du commutateur de monitoring sur un ampli HiFi.

quante existent entre les appareils européens et le matériel japonais.

Nous avons donc prévu sur les deux sorties enregistrement vers le magnétophone deux petits amplis (A_2 et A_3, un par voie bien sûr) dont le rôle est double :
- réglage du niveau de sortie à une valeur compatible avec la sensibilité des entrées « lignes » du magnéto utilisé ;
- sortie vers le magnéto en basse impédance (1 kΩ) autorisant de longs câbles de liaison sans dégradation de la qualité du signal.

Nous avons prévu deux amplis presque identiques sur les entrées lecture en provenance du magnétophone (A_4 et A_5) ; la seule différence avec les amplis précédents est la présence des 0,22 nF destinés à couper une éventuelle composante continue qui pourrait traîner sur les sorties du magnétophone (on ne sait jamais !).

Le point le plus original de cette carte est sans doute celui situé autour de l'ampli A_1 qui n'est autre qu'un circuit destiné au fonctionnement de l'ampli en monophonie. Dans les amplis classiques, même de haut de gamme, le fonctionnement en mono s'obtient par court-circuit plus ou moins direct des signaux des préamplis droit et gauche qui se mélangent ainsi comme ils peuvent. Nous avons trouvé ce procédé peu élégant et avons réalisé un vrai mélangeur sous la forme de l'additionneur à ampli opérationnel réalisé autour de A_1. Les signaux issus des voies droite et gauche sont appliqués en E_1M et E_2M et leur somme exacte est disponible en SM. La figure 11 permet de comprendre plus facilement la mise en œuvre de cette carte mono-monitoring.

Une remarque est à formuler pour les puristes ; en position stéréo, les signaux gauche et droit sont toujours appliqués sur E_1M et E_2M et on pourrait craindre une interaction entre ceux-ci créant une baisse de la séparation, en fait il n'en est rien car le point de liaison des deux résistances de 100 kΩ (A_1 figure 10) est une masse virtuelle et l'interaction entre les signaux est donc nulle.

Réalisation pratique

Nous avons évidemment regroupé tous les composants de la figure 10 sur un circuit

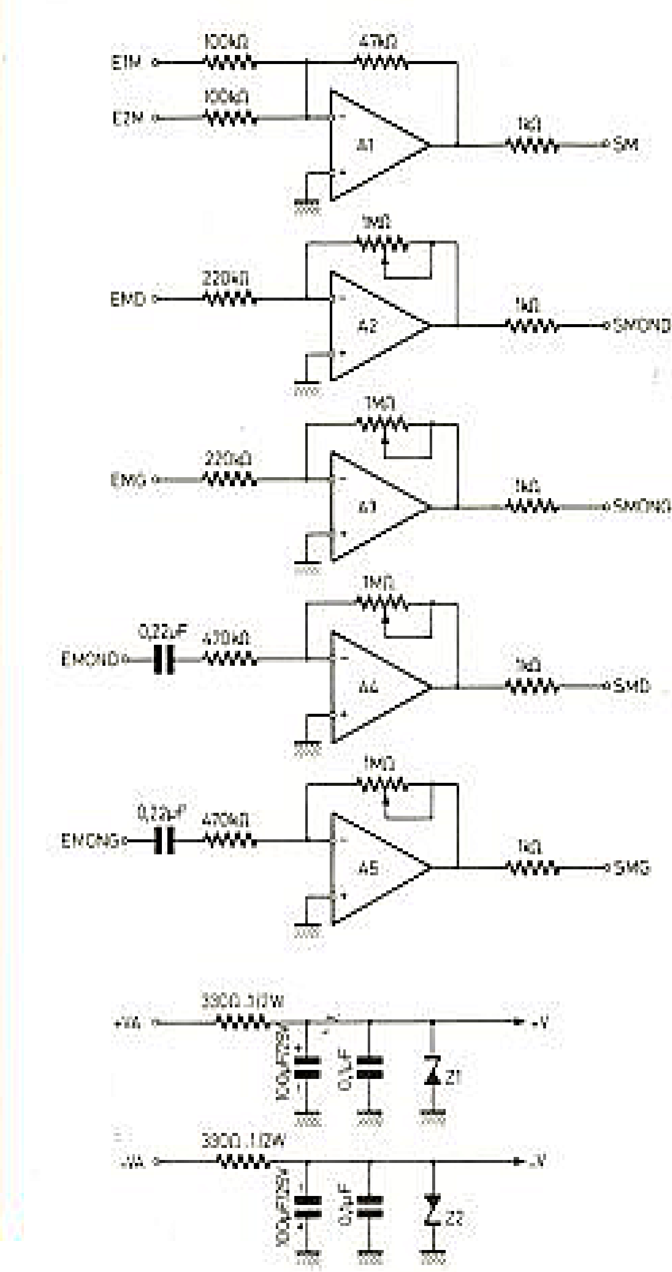


Fig. 10. – Schéma de la carte mono-monitoring.

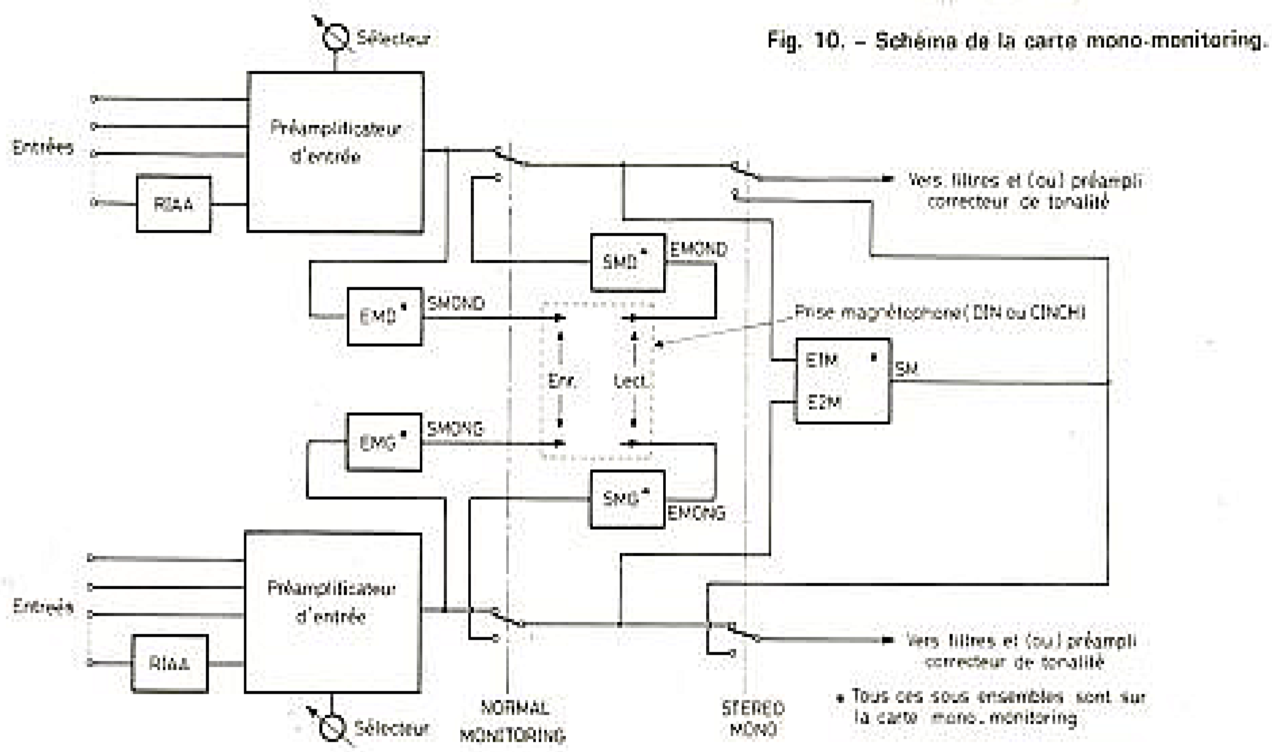


Fig. 11. – Principe de câblage des étages d'entrée et du monitoring.

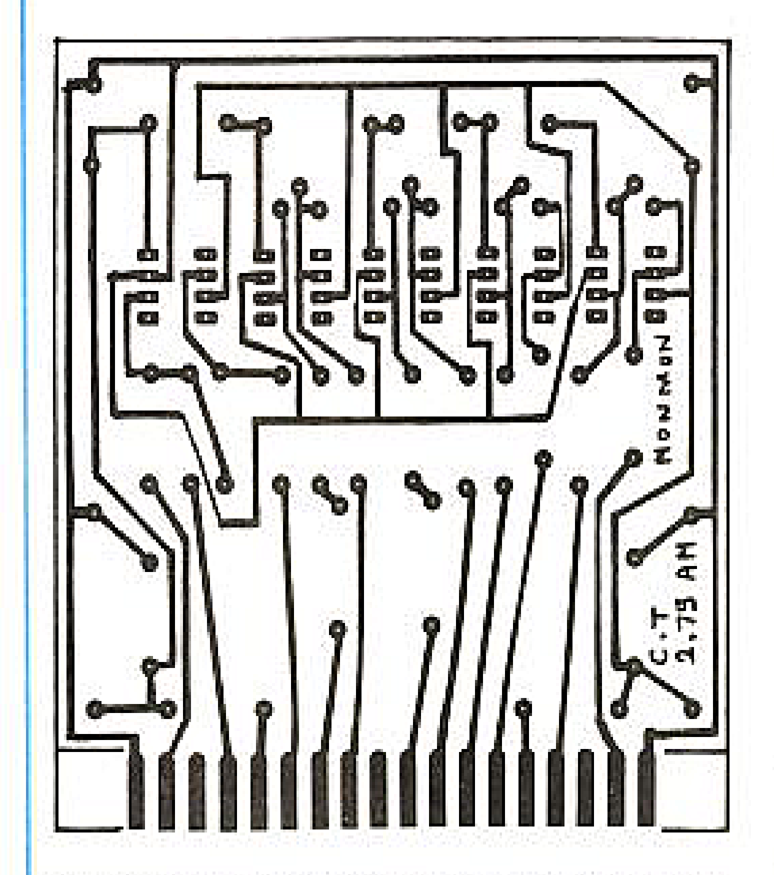


Fig. 12. – Dessin du circuit imprimé de la carte mono-monitoring vu côté cuivre (échelle 1).

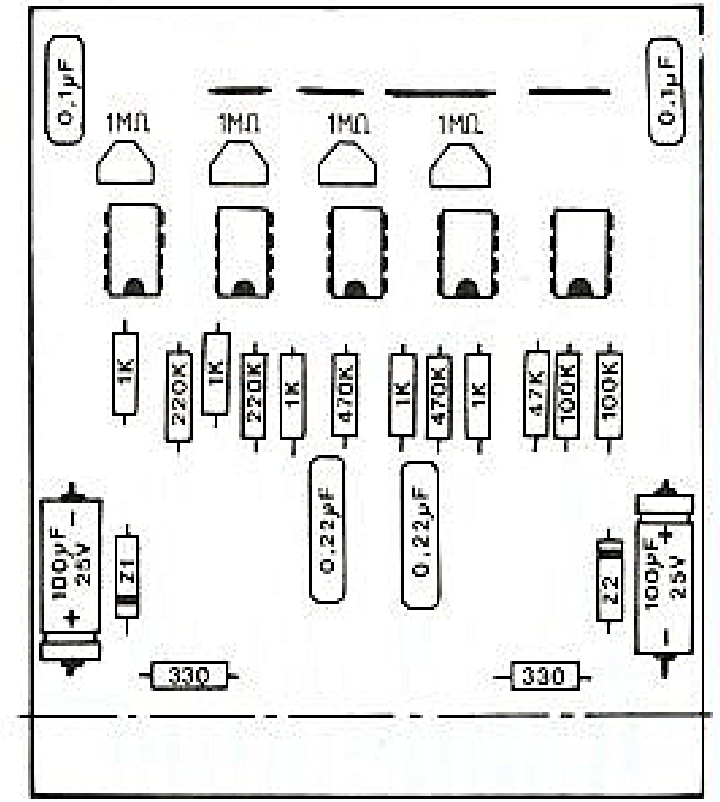


Fig. 13. – Implantation des composants sur la carte mono-monitoring.

imprimé au format standard ce qui fait qu'une seule carte est nécessaire par ampli stéréo. Cependant, le nombre de connexions à sortir sur le correcteur étant important, nous avons dû faire une petite entorse à notre brochage standard comme indiqué dans le tableau 1 au niveau des deux astérisques : une des pattes de masse centrale devient en fait E_{MONO}. La réalisation du circuit ne présente aucune difficulté en suivant le dessin de la figure 12.

Le plan d'implantation de la figure 13 n'est pas plus complexe et le module fonctionne dès la mise sous tension. Son câblage au sein des autres parties de l'ampli est à réaliser en utilisant la figure 11 déjà citée ; toutes les liaisons étant évidemment réalisées en fil blindé.

Les potentiomètres ajustables seront réglés pour que, compte tenu du magnéto utilisé, le fait de manœuvrer le commutateur « monitoring » ne provoque aucune différence de niveau d'audition. Si une telle condition est impossible à satisfaire pour cause d'un manque de gain des amplis A_4 et A_5, réduire les 220 kΩ d'entrée pour augmenter celui-ci. Une telle éventualité est cependant peu probable.

PU magnétique et correction RIAA

Nous arrivons maintenant au maillon le plus délicat d'un ampli HiFi, celui du préamplificateur pour pick-up magnétique. Les coupeurs de décibels en quatre se livrent, en effet, de grandes batailles autour de ce petit circuit et bien que des livres entiers aient pu être écrits sur ce sujet, le problème est loin d'être résolu. Mais au fait, quel est-il ce problème ? Il est multiple et les éléments en sont parfois contradictoires ce qui explique en partie sa complexité.

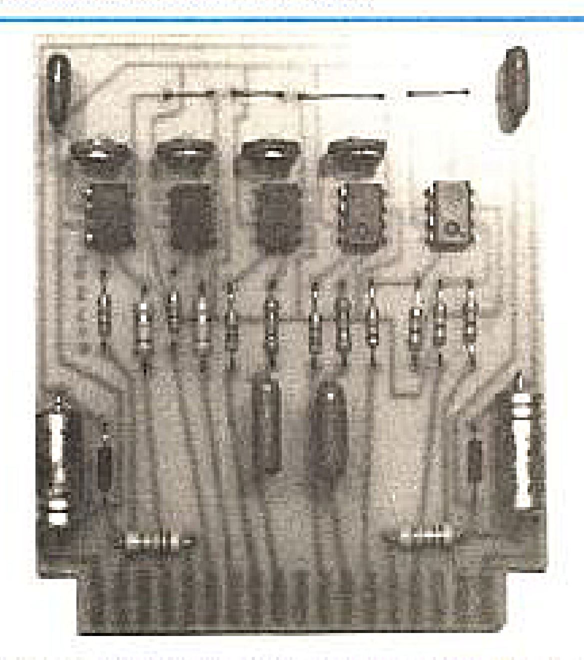


Photo B. – La carte mono-monitoring au câblage très aéré.

Il faut savoir avant tout que, pour augmenter le rapport signal/bruit, les disques ne sont pas enregistrés de façon linéaire mais qu'au contraire les aiguës sont amplifiées par rapport aux graves selon une courbe parfaitement normalisée à l'échelon international (mais oui !), la fameuse courbe RIAA.

A la lecture d'un disque le préampli doit donc effectuer l'opération inverse de l'enregistrement en suivant au mieux cette fameuse courbe RIAA ; tout écart se traduisant par une mauvaise relation entre les amplitudes des signaux de fréquences différentes. Donc premier point important, il faut suivre la courbe RIAA d'aussi près que possible sans pour autant sombrer dans le ridicule du 1/10 de décibel !

Les têtes de lecture haute fidélité sont toutes des modèles magnétiques ; c'est-à-dire que, vu côté utilisateur, elles délivrent péniblement entre 1 et 5 mV sous une impédance (normalisée également) de 47 kΩ. Il va donc falloir un préampli à grand gain mais également à faible souffle pour

ne pas dégrader les performances de l'ensemble.

Comme si ce n'était pas suffisant, ces maudites têtes de lecture ont la fâcheuse tendance de bien réagir sur les signaux transitoires et peuvent, sur une reprise d'orchestre par exemple, délivrer (en crête) jusqu'à 50 mV, il faut donc que le préampli ait une marge de surcharge suffisante pour restituer correctement, c'est-à-dire sans écrêtage, une telle pointe de modulation.

N'étant pas désireux de relancer la polémique sur le sujet, nous allons vous proposer 3 réalisations de préamplis pour PU magnétique basées sur des idées différentes ; nous laissons le soin aux puristes de critiquer, d'essayer, de modifier.

A vrai dire, avec du matériel de qualité, nous n'avons pas été à même de ressentir une différence entre les préamplis, mais les oreilles de l'auteur ne sont peut-être pas assez HiFi ?

Préampli RIAA à transistors

Nous commençons cette étude par un schéma ultra-classique, visible figure 14. Nous l'avons extrait d'un excellent ampli Tandberg (publicité gratuite) et nous n'avons pas été déçu puisque le rapport signal/bruit est meilleur que 70 dB ! nos moyens de mesure ne permettant pas d'aller au-delà pour l'instant).

Sa simplicité fait plaisir à voir. Il s'agit d'un ampli à double contre-réaction. Une première contre-réaction en continu fixe le point de fonc-

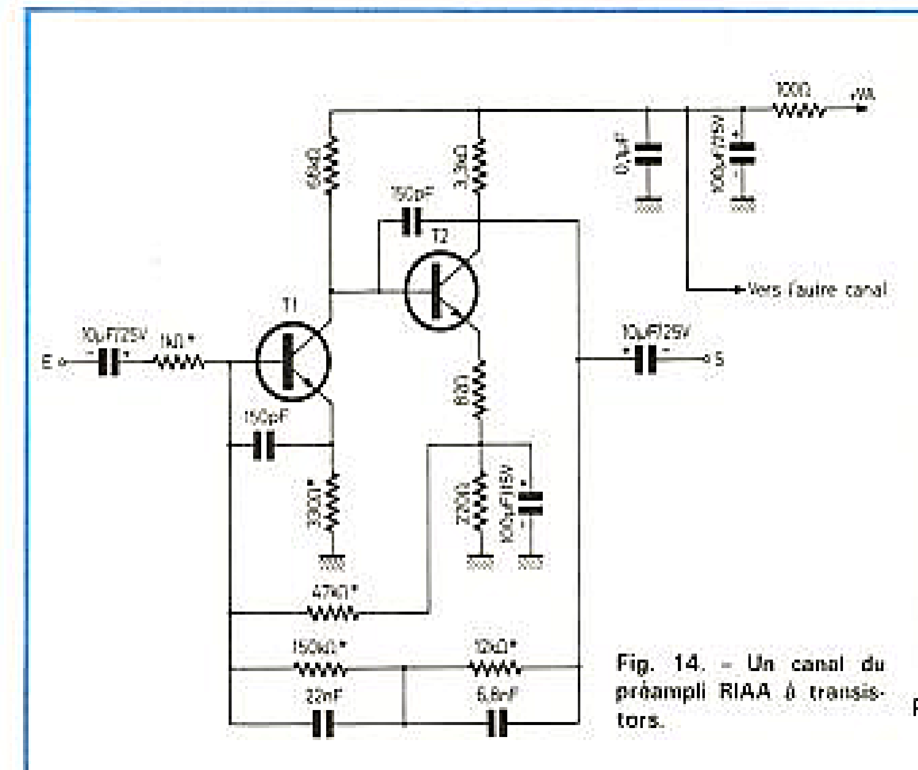


Fig. 14. – Un canal du préampli RIAA à transistors.

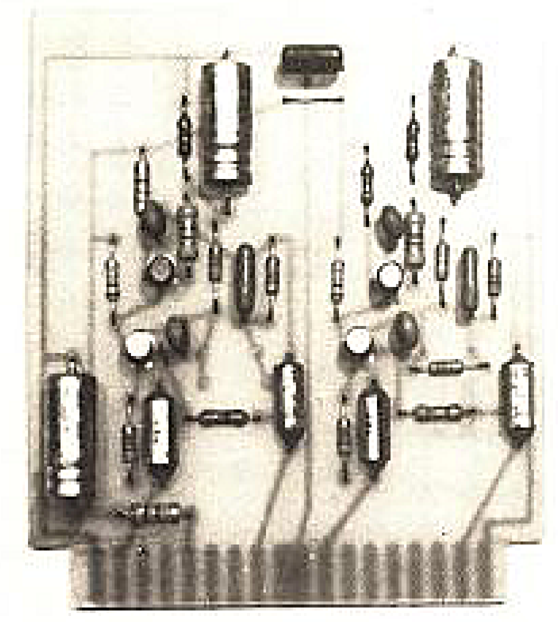


Photo C. – Le préampli PU magnétique à transistors.

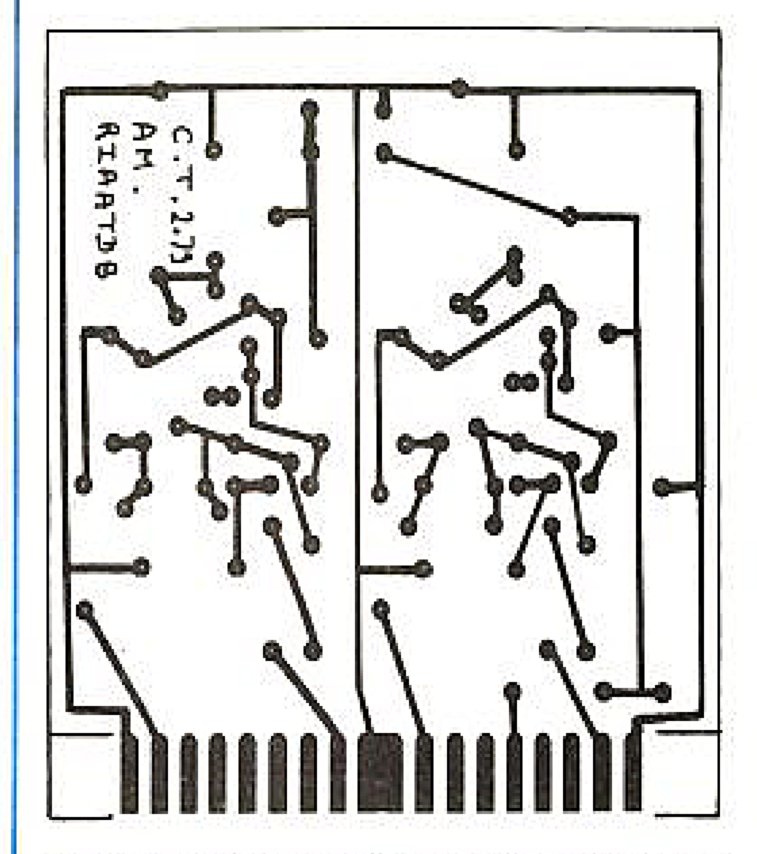


Fig. 15. – Circuit imprimé du préampli RIAA à transistors, vu côté cuivre, échelle 1.

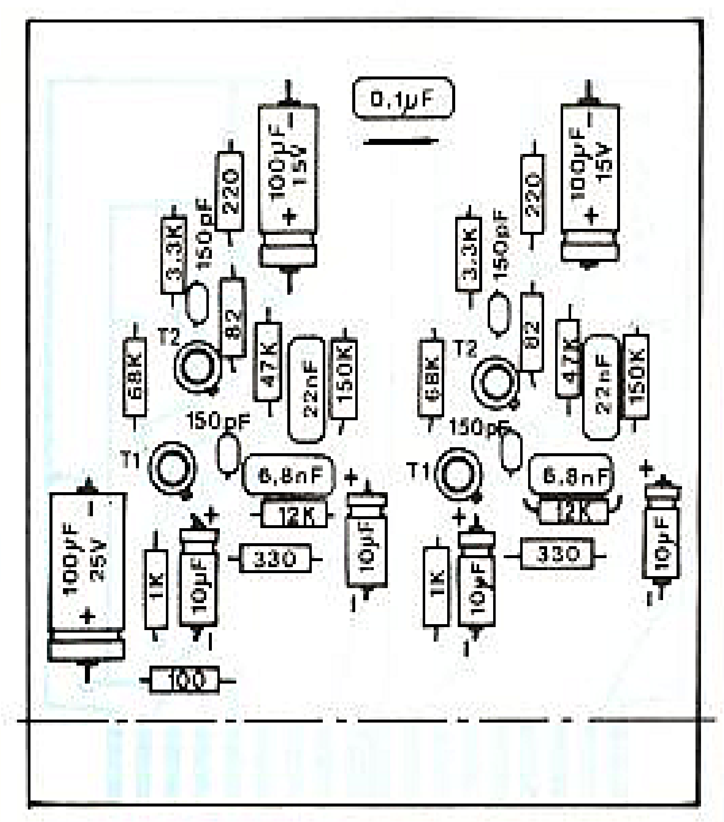


Fig. 16. – Implantation des composants du préampli RIAA à transistors.

tionnement de l'ensemble au moyen de la résistance reliant la base de T_1 au point commun 82 Ω–220 Ω.

Cette résistance détermine aussi l'impédance d'entrée qui est donc de 47 kΩ. Une deuxième contre-réaction, en alternatif cette fois, réalise la correction RIAA au moyen de l'ensemble 150 kΩ ; 12 kΩ ; 22 nF ; 6,8 nF.

Pour éviter tout accrochage MF deux condensateurs de 150 pF ont été prévus. L'ensemble s'alimente à partir de + V_A au moyen d'une cellule de découplage commune aux deux canaux, constituée de 100 Ω, 100 μF et 0,1 μF.

Les transistors utilisés sont des modèles à faible bruit, des BC 109 ou BC 184 conviennent très bien. Des 2N 2484 sont encore meilleurs mais vu la qualité des disques, cela en vaut-il la peine ? Par contre, il est souhaitable, pour un bon rapport signal/bruit, que les résistances marquées d'une astérisque soient des modèles à courbe métallique. Les condensateurs peuvent être quelconques, ce ne sont pas eux les générateurs de souffle.

Réalisation pratique

Les préamplis des deux voies ont été groupés sur un circuit imprimé standard dont le dessin, très simple, est indiqué figure 15 tandis que le plan d'implantation des composants est visible figure 16. Compte tenu de la simplicité du montage, il y a peu de remarques à formuler. Les liaisons entre les prises d'entrées et le circuit et entre le circuit et le commutateur d'entrées seront réalisées en fil très soigneusement blindé et le fil en provenance de la platine tourne-disque sera également bien blindé et le plus court possible ; une longueur d'un mètre est, à notre avis, un maximum si l'on veut reproduire correctement les signaux à fronts raides et si l'on ne veut pas dégrader le rapport signal/bruit.

S'il n'y a pas d'erreur le montage fonctionne dès la mise sous tension.

Beacuoup plus moderne

Ce titre indique le montage de la figure 17 qui fait appel à un circuit intègre spécialement conçu pour cet usage : le LM 381 de National Semiconducteur. Ce circuit contient en fait deux pseudo-amplis opérationnels identiques ce qui permet de réaliser un préampli RIAA stéréo avec un seul boîtier. Utilisé selon le schéma de la figure 17, son bruit de fond est comparable à celui du montage précédent. L'examen de ce schéma conduit à faire plusieurs remarques. Tout d'abord, la tension d'alimentation du circuit peut être portée jusqu'à 35 V, cela est nécessaire pour assurer la marge de surcharge dont nous avons parlé, pratiquement toute tension comprise entre 25 et 35 V convient. Celle-ci n'a pas besoin de venir de + V_A et peut être directement celle alimentant les amplis de puissance ; la réjection d'alimentation du LM 381 est, en effet, excellente.

Par contre, le découplage est à respecter scrupuleusement sous peine de « motor boating ».

L'impédance d'entrée est fixée par une résistance de 47 kΩ ici encore et le suivi de la courbe RIAA est dû au réseau 47 kΩ ; 4,7 kΩ, 68 nF ; 15 nF.

Le potentiomètre de 2,2 kΩ ajuste la polarisation de l'étage d'entrée et également agit sur

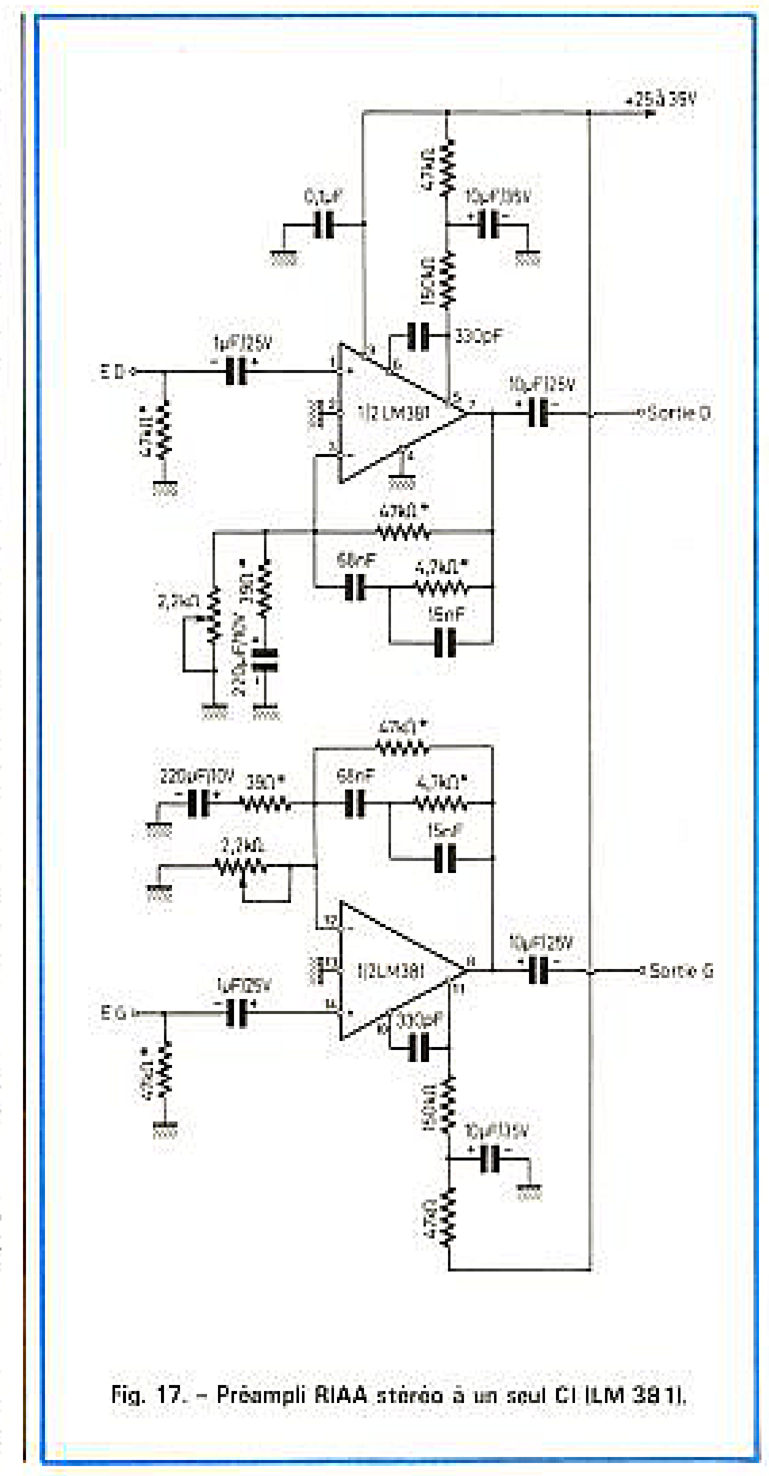


Fig. 17. – Préampli RIAA stéréo à un seul CI (LM 381).

Repères Figures	Types et équivalents	Remarques
Toutes	Résistances 1/2 ou 1/4 W 5 ou 10 % couche de carbone	Sauf ind. contraire
Toutes *	Résistances 1/2 ou 1/4 W 5 ou 10 % couche métallique	Pour faible bruit
Toutes	Condensateurs céramique, plastique ou chimique selon valeur, tension de service indiquée	
Toutes	Ajustables carbone pour CI au pas de 2,54 mm	CI pour modèles « debout »
Amplis op.	LF 356 N	National Semiconductor
Commutateurs	CD 4016 BN, MC 14016 BCP	4016 CI MOS
CI RIAA	LM 381 N	National Semiconductor
Z_1 Z_2 fig.3	BZY 88 C6V8, BZX 83 C6V8...	6 V 8 : 0,4 W
Z_1 Z_2 fig.10	BZY 88 C 10 V, BZX 83 C 10 V...	10 V : 0,4 W
T_1 T_2 fig.14	BC 109, BC 184, 2N 2484, 2N 930	
T_1 fig.3	2N 2218 A, 2N 2219A, 2N 2222 A, BC 107...	NPN usage général

Tableau 2. – Nomenclature générale des composants.

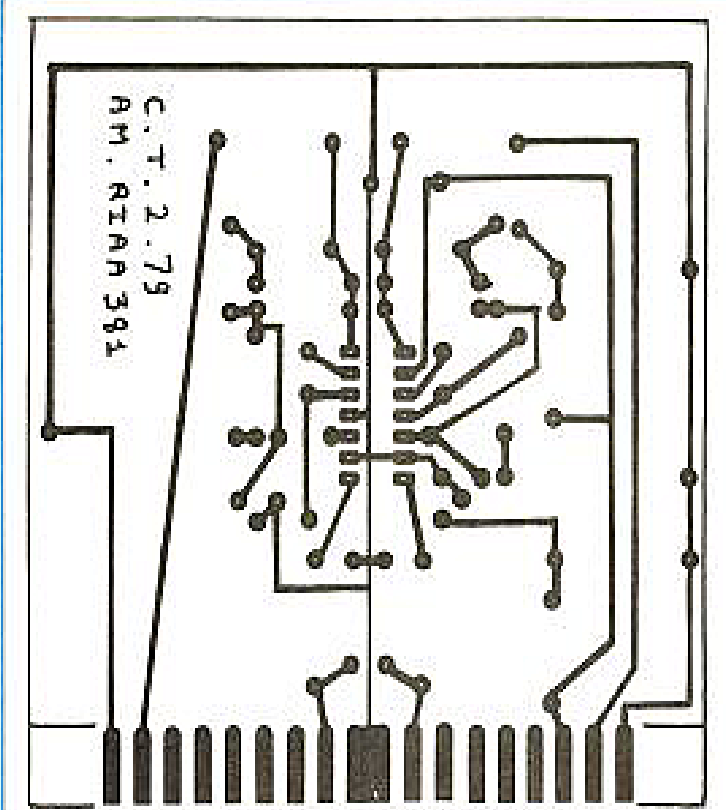


Fig. 18. – Circuit imprimé du préampli RIAA à LM 381, vu côté cuivre, échelle 1.

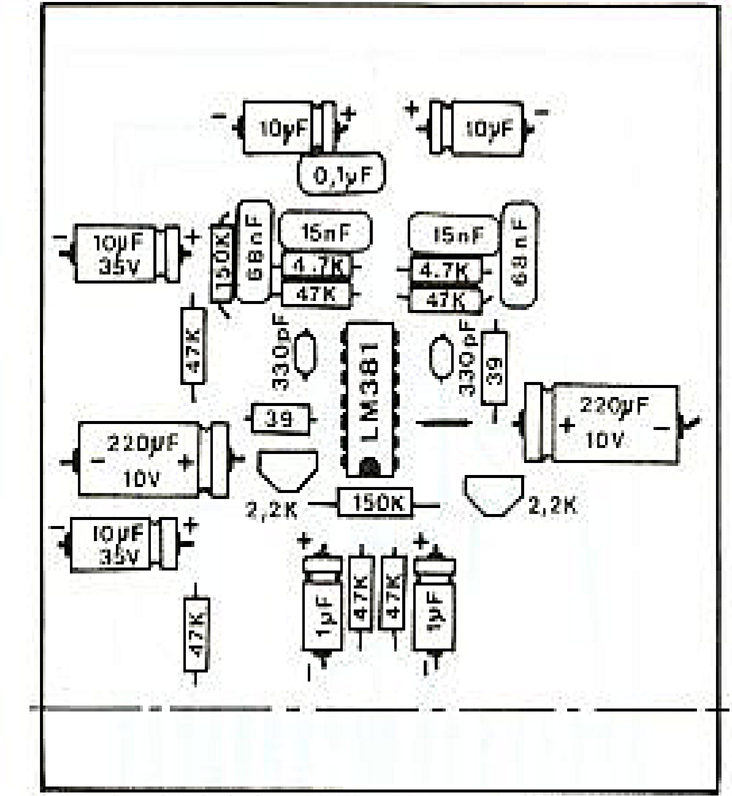


Fig. 19. – Implantation des composants du préampli RIAA à LM 381.

le rapport signal/bruit ; son réglage est à faire à l'oreille pour obtenir un signal sans distorsion sur les passages forts et pour avoir également un bon rapport signal/bruit.

Comme pour le préampli à transistors, les résistances marquées d'une astérisque seront de préférence à couches métalliques.

Réalisation pratique

La figure 18 indique le dessin du circuit imprimé utilisé tandis que la figure 19 montre le plan d'implantation des composants. La réalisation ne pose aucun problème et les précautions de câblage à prendre sont les mêmes que celles déjà indiquées pour le préampli à transistors. Le montage fonctionne dès la mise sous tension et une fois le réglage des potentiomètres de 2,2 kΩ effectué, comme indiqué ci-avant.

Auditivement, nous n'avons pas pu déceler de différence entre ces deux montages lors d'un test où l'auditeur ne pouvait savoir quel était le préampli en service.

Conclusion

Le mois prochain nous terminerons cette étude des préamplis RIAA, nous parlerons des préamplis pour micros et aborderons le problème du casque avec ici encore, une solution peu commune. Nous parlerons également des problèmes de liaison entre éléments distants dans une chaîne HiFi avec ici encore un schéma très simple mais fort peu employé.

(à suivre)

C. TAVERNIER

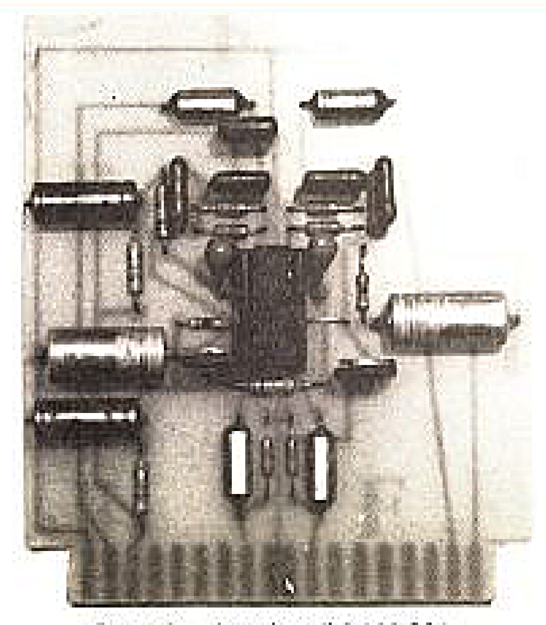


Photo D. – Le préampli à LM 381.

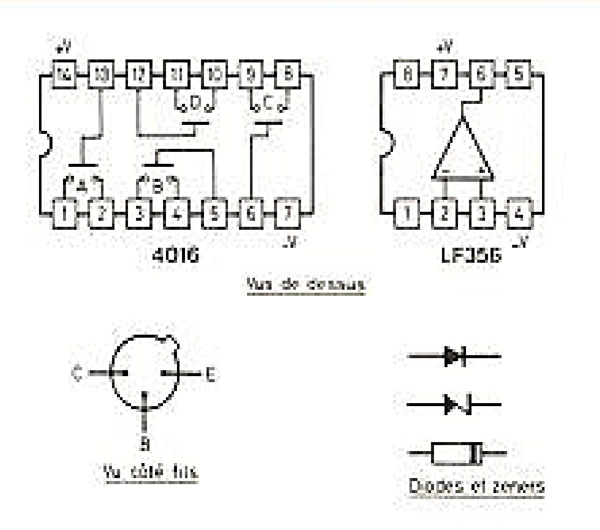
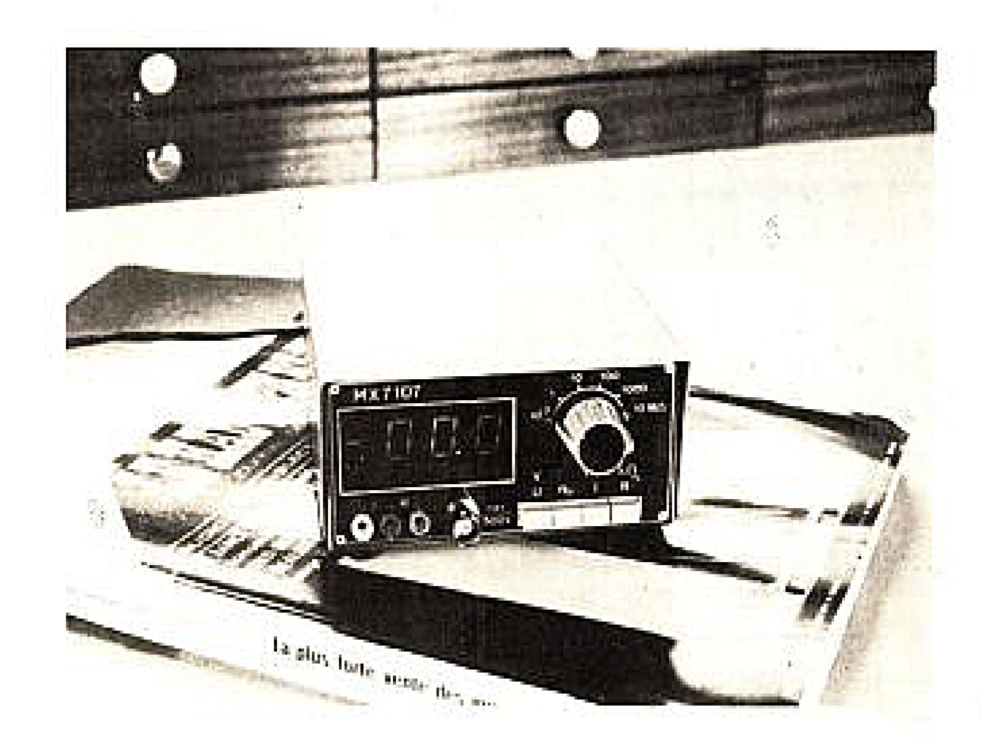


Fig. 20. – Brochage des semi-conducteurs utilisés.

MULTIMETRES A GOGO !



IV - LE MX 7107

APRÈS la description, les mois derniers, des trois multimètres numériques MX 130 (avec le LD 130 de Siliconix), MX 3501 (avec le ADD 3501 de NS) et le MX 2500 (avec le ADD 2500 de NS), nous avons le plaisir de vous présenter maintenant deux autres modèles équipés de circuits Intersil : les ICL 7107 et ICL 7106. Ces deux circuits à haute intégration sont globalement identiques mais se distinguent par le type d'afficheur associé :

Avec le ICL 7107, il faut monter des afficheurs à diodes LED.

Avec le ICL 7107, il faut monter des afficheurs à cristaux liquides (LCD).

Les caractéristiques communes des deux circuits sont :

- un 0 affiché garanti, pour une tension d'entrée nulle ;
- entrées à très haute impédance, supérieure à $10^{12}\ \Omega$;
- courants d'entrées typiques de 1 pA ;
- intégration de tous les composants actifs nécessaires. Technologie CMOS : sont inclus, outre la section analogique, mais aussi toute la section digitale avec décodeurs à 7 segments, commande d'affichage, référence et oscillateur d'horloge. La commande rectangulaire du panneau arrière de l'afficheur à LCD est comprise dans le 7106 ;
- consommation extrêmement réduite : moins de 10 μW typique ;
- sorties des afficheurs non multiplexées obligeant Intersil à l'emploi d'un boîtier DIL à 40 broches, mais permettant l'obtention d'un très faible bruit de fonctionnement : moins de 15 μVcc ;
- lecture sur 2 000 points (3 1/2 digits) pour une sensibilité de 200 mV ;
- très faible nombre de composants passifs périphériques nécessaires.

Pour éviter de fâcheuses répétitions, le mois prochain, à cause de la grande ressemblance des deux circuits, nous les étudierons simultanément ce mois.

- I - Etude détaillée des ICL 7106 et 7107

La figure 1 donne le brochage du 7107.

La figure 2 donne celui du 7106. Remarquer la sortie de tous les segments nécessaires à l'affichage. Le digit des unités est le numéro 1, celui des dizaines, le 2, des centaines le 3, et celui des milliers, le 4. Le chiffre 1 des milliers sera seul à être éventuellement affiché et est noté AB4. Le signe – de polarité est noté « pol ».

NB. F2 désigne par exemple, le segment f du 2e digit, c'est-à-dire des dizaines.

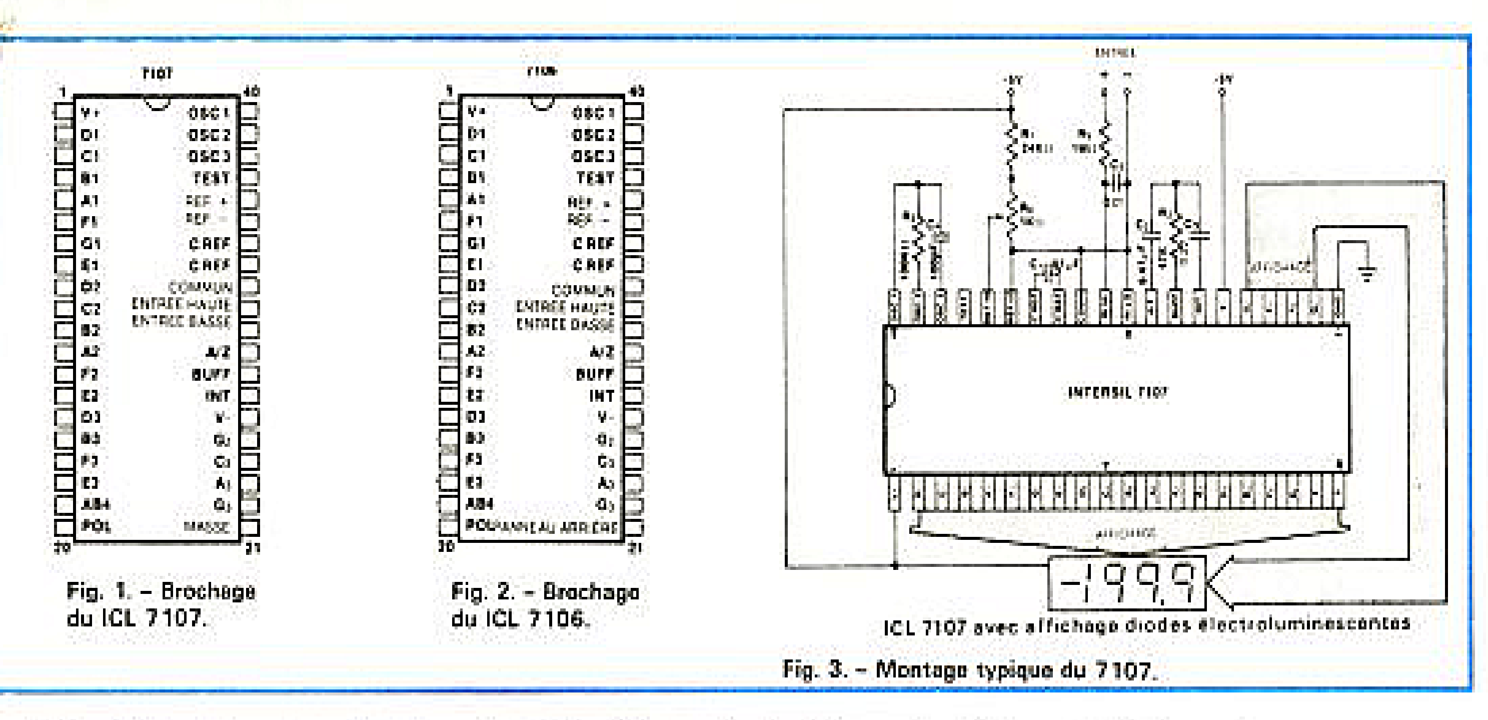


Fig. 1. – Brochage du ICL 7107.

Fig. 2. – Brochage du ICL 7106.

ICL 7107 avec affichage diodes électroluminescentes

Fig. 3. – Montage typique du 7107.

La figure 3 donne le montage d'essai du 7107, avec usage de la référence interne. On remarquera la très grande simplicité de la mise en œuvre. Une alimentation double ± 5 V est nécessaire. La tension positive doit fournir le courant des afficheurs. La consommation sur la source négative est inférieure à 1 mA.

La figure 4 donne le montage du 7106. Le picot 21 fournit la tension rectangulaire de commande des afficheurs LCD. Une simple pile de 9 V est nécessaire et ne débite que 0,8 mA environ.

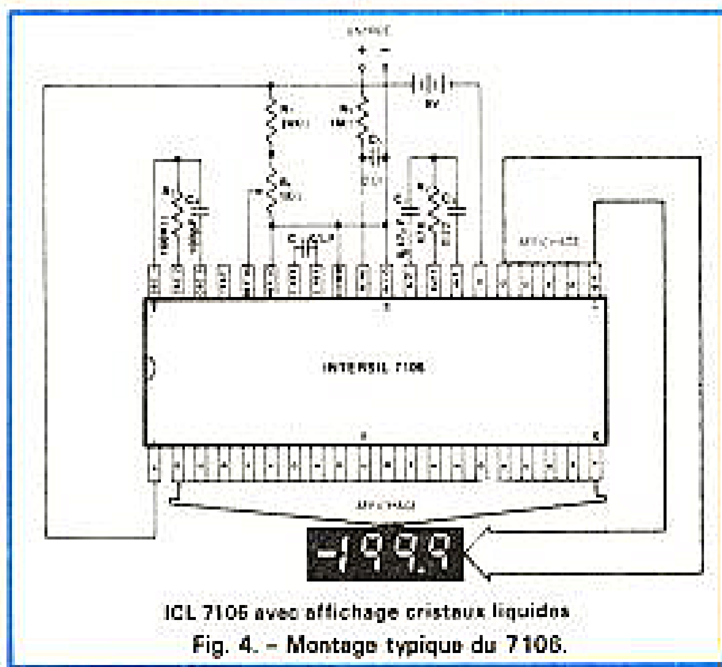
La technologie de conversion retenue par Intersil est celle de la double rampe, avec phase d'auto-zéro. La figure 5 indique le schéma-bloc de la partie analogique des deux circuits. Le temps de conversion se décompose en trois phases :

– **Phase d'auto-zéro** : Pendant cette phase, il se passe trois choses. D'abord, les entrées haute et basse sont déconnectées intérieurement et reliées au commun analogique. Puis, le condensateur de référence est chargé à la valeur de la tension de référence. Enfin, une boucle de contre-réaction est fermée autour du système de façon à charger le condensateur d'auto-zéro C_{AZ} et compenser la somme des erreurs d'offset dans l'amplificateur buffer, l'intégrateur et le comparateur. Puisque le comparateur est compris dans la boucle, la précision de l'auto-zéro est limitée seulement par le bruit du système. De toute manière, la tension d'offset ramenée à l'entrée est inférieure à 10 μV.

– **Phase d'intégration du signal à mesurer** : Pendant la phase d'intégration, la boucle d'auto-zéro est ouverte et les entrées haute et basse sont connectées à nouveau aux broches correspondantes. Le convertisseur intègre alors la tension différentielle existant entre l'entrée haute et l'entrée basse, pendant un temps prédéterminé de 1 000 périodes d'horloge. La tension de mode commun sur les entrées doit se trouver à l'intérieur de la gamme de mode commun admissible, soit au moins 1 V en deçà de chacune des tensions d'alimentation. Notons cependant qu'il est préférable de référencer l'entrée basse à la tension de commun analogique. A la fin de cette seconde phase, la polarité du signal est déterminée.

– **Phase d'intégration de la référence** : L'entrée basse est connectée intérieurement au commun analogique et l'entrée haute au condensateur C_{REF} chargé précédemment à la tension de référence. Le circuit est conçu pour que ce condensateur soit connecté avec la polarité correcte qui conduira la sortie de l'intégrateur à retourner vers 0. Le temps nécessaire à ce résultat est proportionnel à la grandeur de la tension mesurée. La lecture digitale est :

$$1000 \times \frac{V_e}{V_{ref}}$$



ICL 7106 avec affichage cristaux liquides

Fig. 4. – Montage typique du 7106.

Note sur le commun analogique et la référence

Le commun analogique est principalement prévu pour permettre de fixer la tension de mode commun dans le cas du fonctionnement sur pile du 7106 ou pour tout autre système où le signal d'entrée est flottant par rapport aux tensions d'alimentation. Le potentiel de cette broche est inférieur d'environ 2,8 V à la tension d'alimentation positive. Cette valeur a été choisie de manière à ce que la tension d'alimentation minimum de la pile soit de l'ordre de 6 V.

Cependant, le commun analogique a aussi les avantages d'une tension de référence. Lorsque la tension d'alimentation est suffisante pour que la zener interne régule (> 7 V) le commun analogique a un taux de régulation élevé (0,001 %) une faible impédance de sortie, (± 15 Ω) et un coefficient de température typique inférieur à 80 ppm/°C. Cependant il faut tenir compte des limitations de cette référence interne. Avec le ICL 7107 l'échauffement du boîtier causé par les drivers des segments entraîne une dégradation des performances. Les boîtiers plastique étant à ce titre, plus mauvais que les céramiques. Bien entendu, dans ce cas, il est conseillé d'utiliser une référence externe.

Le ICL 7106 ne souffre pas de ces problèmes à cause de sa dissipation négligeable.

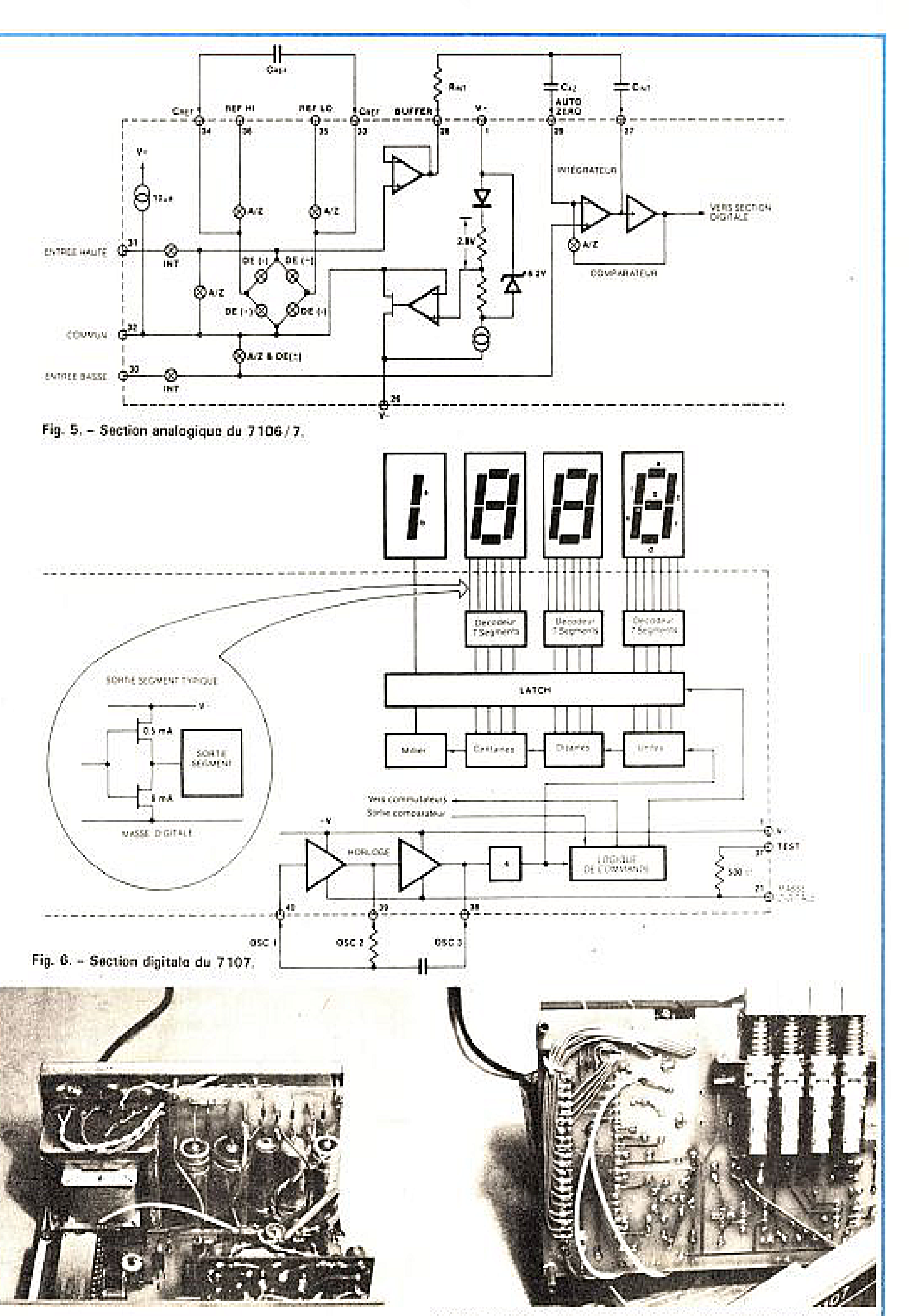


Fig. 5. – Section analogique du 7106 / 7.

Fig. 6. – Section digitale du 7107.

Photo B. – L'alimentation du MX 7107.

Photo C. – Le câblage des liaisons d'afficheurs est un travail assez délicat, à faire soigneusement.

Les figures 6 et 7 montrent l'organisation des sections digitales du 7107 et du 7106. Dans le 7106, une masse digitale interne est générée à partir d'une diode zener de 6,2 V et d'un MOS canal P, monté en suiveur de tension.

Cette alimentation est assez puissante pour absorber les courants capacitifs assez élevés pendant la commutation du panneau arrière. La fréquence de commutation de ce panneau est celle de l'horloge divisée par 800. Lorsqu'un segment est allumé, les tensions de ce segment et du panneau arrière sont en opposition de phase. Lorsque le segment est éteint, ces tensions sont en phase. Nous reviendrons sur le fonctionnement peu connu de ces afficheurs, le mois prochain.

Dans le cas du 7107, le schéma est globalement le même, avec suppression du diviseur par 200. Cependant les sorties de segments sont prévues pour délivrer 8 mA et non plus 2 mA. Pour le 1 des milliers, la sortie donne 16 mA.

L'oscillateur interne peut être mis en œuvre à l'aide de 2 composants R et C. Avec les valeurs choisies la fréquence d'horloge est de l'ordre de 48 kHz, donnant à peu près 3 conversions par seconde.

La broche TEST a deux fonctions. Dans le cas du 7106 elle servira de masse digitale pour l'alimentation d'un CMOS 4030 supplémentaire nécessaire pour la commande rectangulaire des points décimaux. D'autre part, si ce point est relié au + de l'alimentation, tous les segments s'allument affichant -1888. Attention, cet essai est déconseillé sur le 7106, car il risque de détériorer l'afficheur LCD.

Les composants passifs des deux circuits doivent avoir les valeurs des schémas pour de bons résultats. Il est de plus nécessaire de choisir des condensateurs d'excellente qualité, sans fuite.

Ces généralités sur les circuits Intersil utilisés nous semblent suffisantes, nous allons passer maintenant à l'étude et à la réalisation du premier montage : le MX 7107 utilisant le ICL 7107.

– II – Caractéristiques générales du MX 7107

– Multimètre à 2 000 points : de 0 à ± 1999.
– Affichage type LED à chiffres de 13 mm.
– Alimentation par le secteur.
– Cinq fonctions : volts continus et alternatifs ; intensités continues et alternatives ; résistances.
– Cinq gammes de mesure des tensions. Résolution maximum de 0,1 mV. Maximum mesurable en pratique de 500 V (2 000 V théoriques). Précision en continu : 0,1 %.
– Cinq gammes de mesure des intensités. Résolution maximum de 0,1 μA. Maximum mesurable de 2 A. Chute de tension maximum à 2 000 points : 200 mV. Précision en continu de 0,1 %.
– Six gammes de mesure des résistances. Résolution maximum de 0,1 Ω. Maximum mesurable de 20 MΩ. Précision : 0,1 %.
– Précision en alternatif : 1 à 2 % de 50 Hz à 15 kHz (signaux sinusoïdaux).
– Impédance d'entrée de 11,4 MΩ en voltmètre.
– Polarité automatique.
– Zéro automatique.
– Dépassement signalé par l'extinction des trois digits de moindre poids et allumage du 1 des milliers.
– Très bonne stabilité thermique, due au choix d'éléments performants de NS.
– Très bonne protection contre les surcharges.
– Utilisation aisée.
– Prix de revient très compétitif.

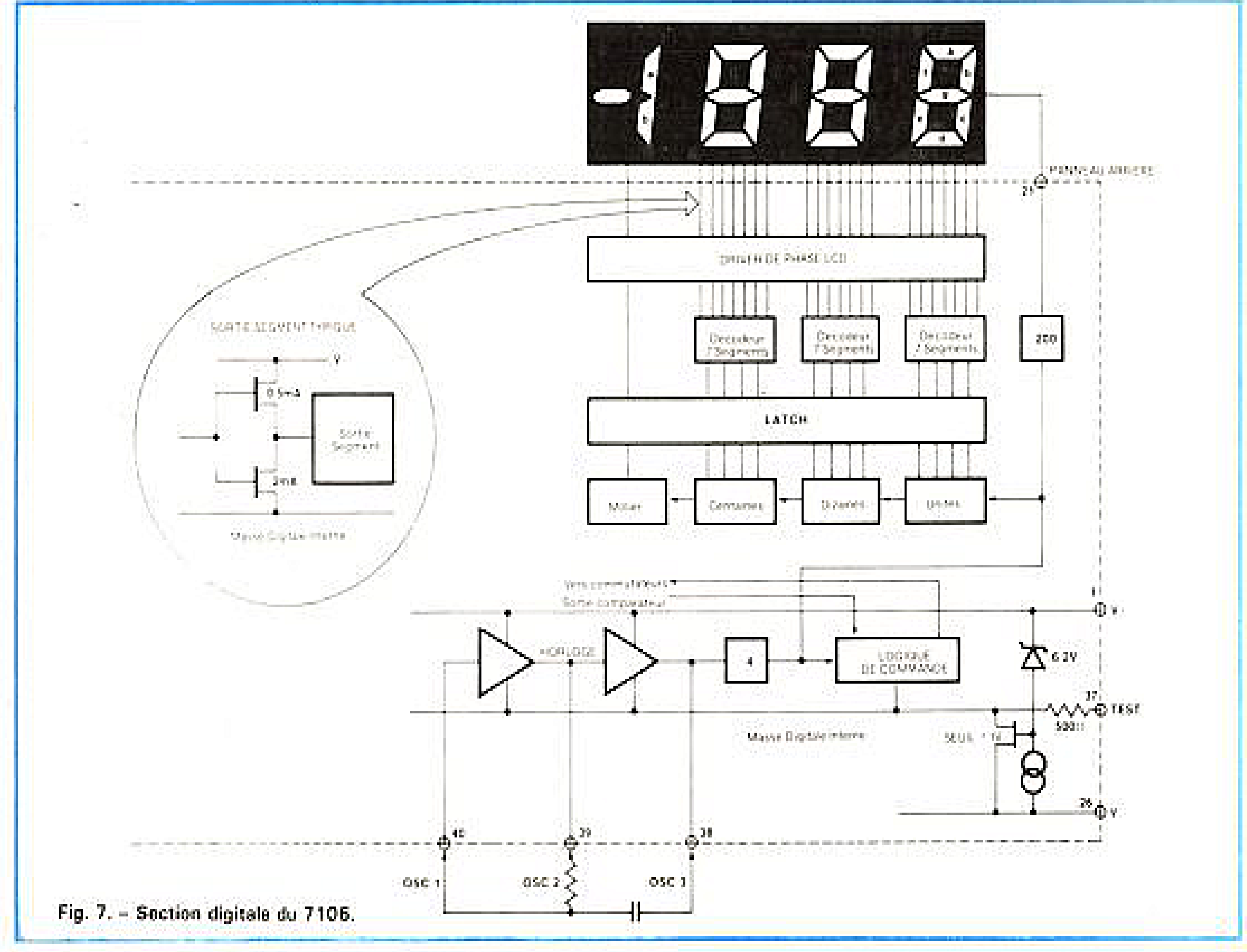


Fig. 7. – Section digitale du 7106.

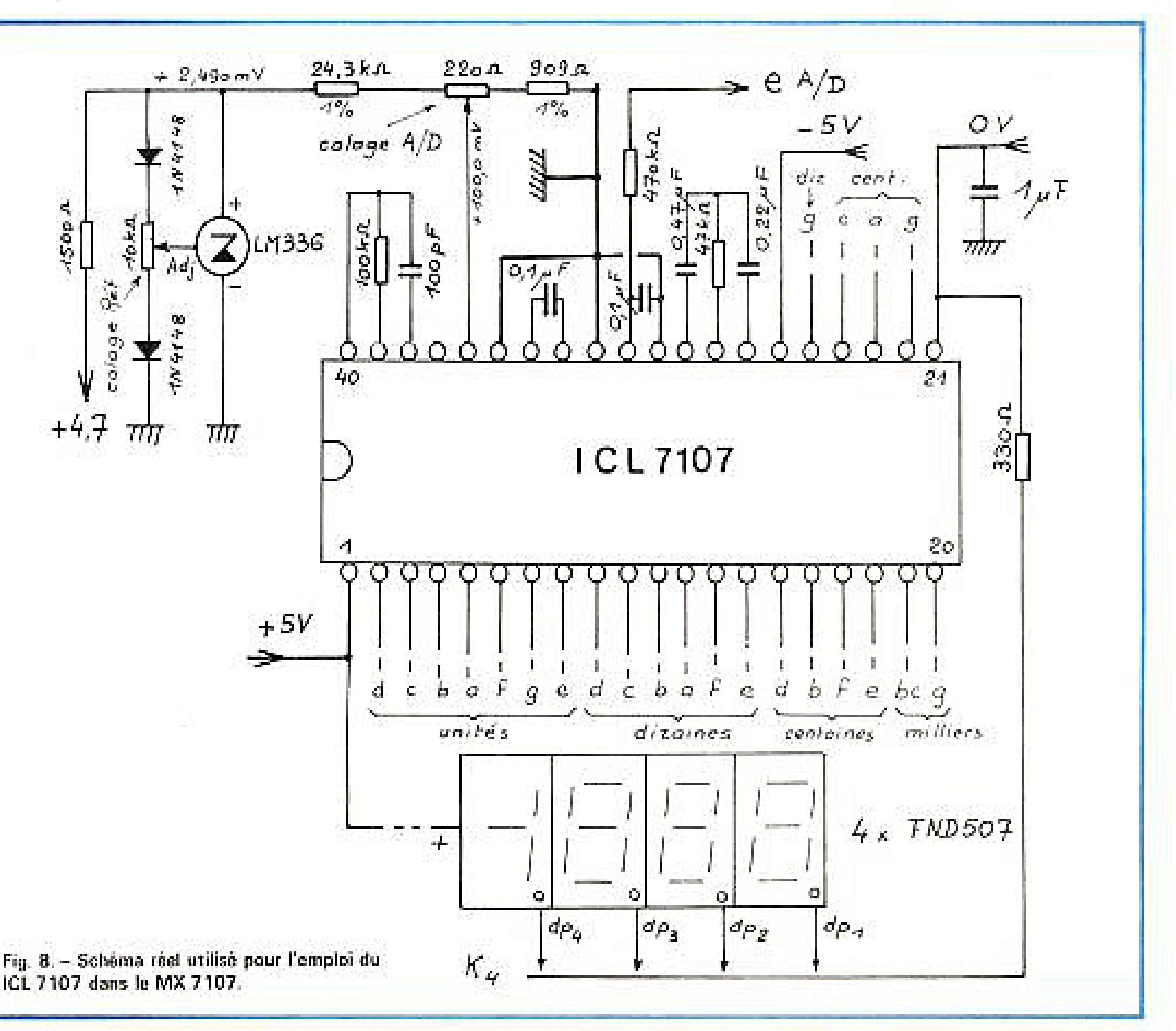


Fig. 8. – Schéma réel utilisé pour l'emploi du ICL 7107 dans le MX 7107.

– Réalisation particulièrement facile et rapide. Fonctionnement sans aléas.
– Dimensions réduites : 13 x 12 x 5,5 cm.

– III – Etude théorique

1. Le convertisseur A/D (voir figure 8)

Le schéma utilisé est pratiquement celui que conseille Intersil. L'oscillateur d'horloge est du type RC, réalisé autour des broches 40, 39 et 38. La fréquence est de l'ordre de 48 kHz, avec une période de l'ordre de 84 µs et un temps de conversion total de 4 000 périodes ce qui donne à peu près 1/3 s, d'où 3 conversions par seconde. Un fignolage serait possible, pour amener le rythme de conversion, en phase avec le secteur européen à 50 Hz, ceci afin de minimiser les inductions parasites. Nous ne l'avons pas fait.

Les valeurs des composants d'intégration sont adaptés à la sensibilité retenue de 200 mV pour 2 000 points. Il ne faudra pas les modifier.

La cellule d'entrée 470 kΩ/0,1 µF donne une réjection importante du bruit et des inductions parasites. Elle est sans effet sur la précision, provoquant une chute de tension inférieure à 1 µV.

Comme nous l'avons dit, plus haut, la dissipation importante du 7107, à cause de la commande des afficheurs à LED, élève la température du boîtier, provoquant une certaine dérive de la référence interne. Nous avons donc fait appel à une référence externe : c'est la LM 336 de NS, déjà choisie pour le MX 3501. Cette « diode » genre zener donne entière satisfaction et se révèle insensible aux variations de température normales : moins d'un point de variation entre l'appareil froid et l'appareil après plusieurs heures de marche ! L'électrode « Adjust » de la LM 336 permet d'amener la tension stabilisée à la valeur nominale de 2,490 V, assurant précisément, dans le montage à deux diodes, le coefficient de température minimal. Un pont diviseur à résistances 1 %, pour leur stabilité thermique, donne la tension de référence de 100 mV à ajuster par le multitours « Calage A/D ».

La documentation Intersil indique qu'il est possible de ramener l'entrée basse à un potentiel assez quelconque, entre les + et – d'alimentation. Par exemple, on doit pouvoir référencer cette entrée basse au point milieu 0 V de cette alimentation. Une telle solution nous aurait fort convenu, car elle évitait une seconde alimentation spéciale pour les amplis Op des circuits de fonctions. Cependant, cette possibilité s'est avérée... impossible ! Le fait de ramener le picot 30 au 0 V produit un décalage important du 0, que le circuit ne parvient pas à corriger !

Intersil consulté a été... évasif ! Aussi nous avons ramené le picot 30 au commun analogique du 7107 pour retrouver un 0 parfait. Toutefois, ce commun donne la masse générale du multimètre et celle-ci est décentrée par rapport à l'alimentation du 7107.

Par exemple, il devient impossible d'alimenter la LM 336, à partir du + 5 V, celui-ci étant seulement à + 2,8 V au-dessus du commun. Il faut alors, pour cette diode et pour le reste de l'appareil, prévoir une seconde alimentation ± 4,7 V, cette fois, bien centrée sur la masse. La LM 336 est ainsi alimentée, par ce + 4,7 V, déjà régulé par

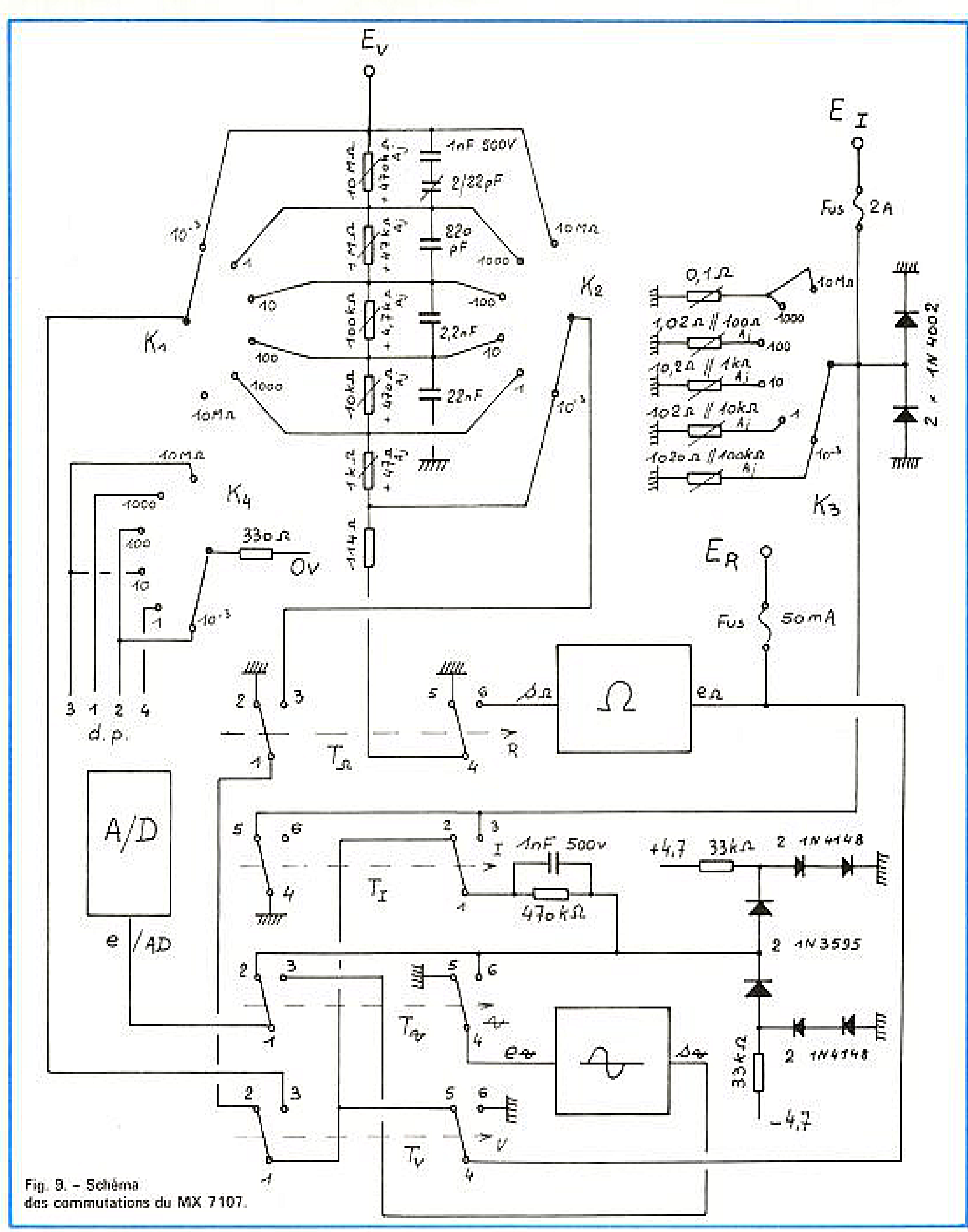


Fig. 9. – Schéma des commutations du MX 7107.

zener. La diode de référence travaille ainsi dans les meilleures conditions. L'alimentation ± 5 V étant rendue quelque peu « flottante » par rapport à la masse générale, le 0 V est relié à cette masse par un bon 1 µF non polarisé et sans fuite.

2. Les circuits de fonctions (voir figure 9)

Nous les étudierons très vite car ils sont presque identiques à ceux des multimètres précédents.

Le commutateur rotatif K assure les changements de gammes : K_1 pour les tensions, K_2 pour les résistances, K_3 pour les intensités, K_4 pour les points décimaux.

K_1 et K_2 doivent avoir des contacts non court-circuitant afin de ne pas court-circuiter une résistance d'atténuation en passant d'une gamme à l'autre, ce qui aurait pour effet de survolter inutilement l'entrée A/D, pendant une fraction de seconde.

K_3 K_4, au contraire, doivent

être court-circuitants, afin de ne pas supprimer le shunt au changement de gamme, ce qui serait encore plus gênant que ci-dessus !

Le commutateur à 4 touches assure les fonctions :

– En enfonçant T_V, l'entrée E_V est raccordée, via K_1 à l'entrée A/D et l'on peut mesurer les tensions continues. La cellule de protection à diodes interdit à l'entrée A/D de dépasser 3 tensions de jonctions silicium, soit à peu près 1,5 V. La résistance au claquage de la 470 kΩ et du 1 nF donne la limite de sécurité. Penser aussi aux claquages dans les commutateurs. Pour avoir une précision de 0,1 % dans toutes les gammes, on doit associer à chaque résistance à 1 %, un petit talon ajustable. Un étalonnage soigné est indispensable, évidemment.

– En enfonçant la touche T_I, l'appareil mesure les intensités continues traversant les shunts sélectionnés par K_3. La valeur nominale de ces shunts doit être de 0,1 Ω, 1 Ω... 1000 Ω à 0,1 % près. Pour obtenir ce résultat, nous partons d'une valeur légèrement supérieure : par exemple 102 Ω, que nous ramenons à la valeur idéale à l'aide d'une résistance ajustable parallèle. Dans cet exemple, le calcul indique qu'il faut 5 100 Ω en parallèle pour obtenir 100 Ω. La résistance ajustable sera de 10 000 Ω sensiblement à mi-course. La protection des shunts est assurée par deux diodes 1N 4002.

Dès que la tension à l'entrée E_I dépasse 0,5 V, ces diodes conduisent et si le courant s'avère trop élevé, le fusible 2A saute. Le shunt 0,1 Ω est réalisé en fil de constantan et doit être ajusté expérimentalement par variation de longueur.

– Pour les mêmes mesures en alternatif, on enfonce, en plus la touche $T_{\sim}$. Il s'intercale alors entre K_1 et l'entrée A/D, un convertisseur ∼/= dont le schéma est donné à nouveau en figure 10. Nous n'insistons pas sur cet excellent montage dont la linéarité est absolument sans reproche. Le gain permettant l'étalonnage est réglé par $Aj_{\sim}$. Comme le TL 081 ne doit convertir que

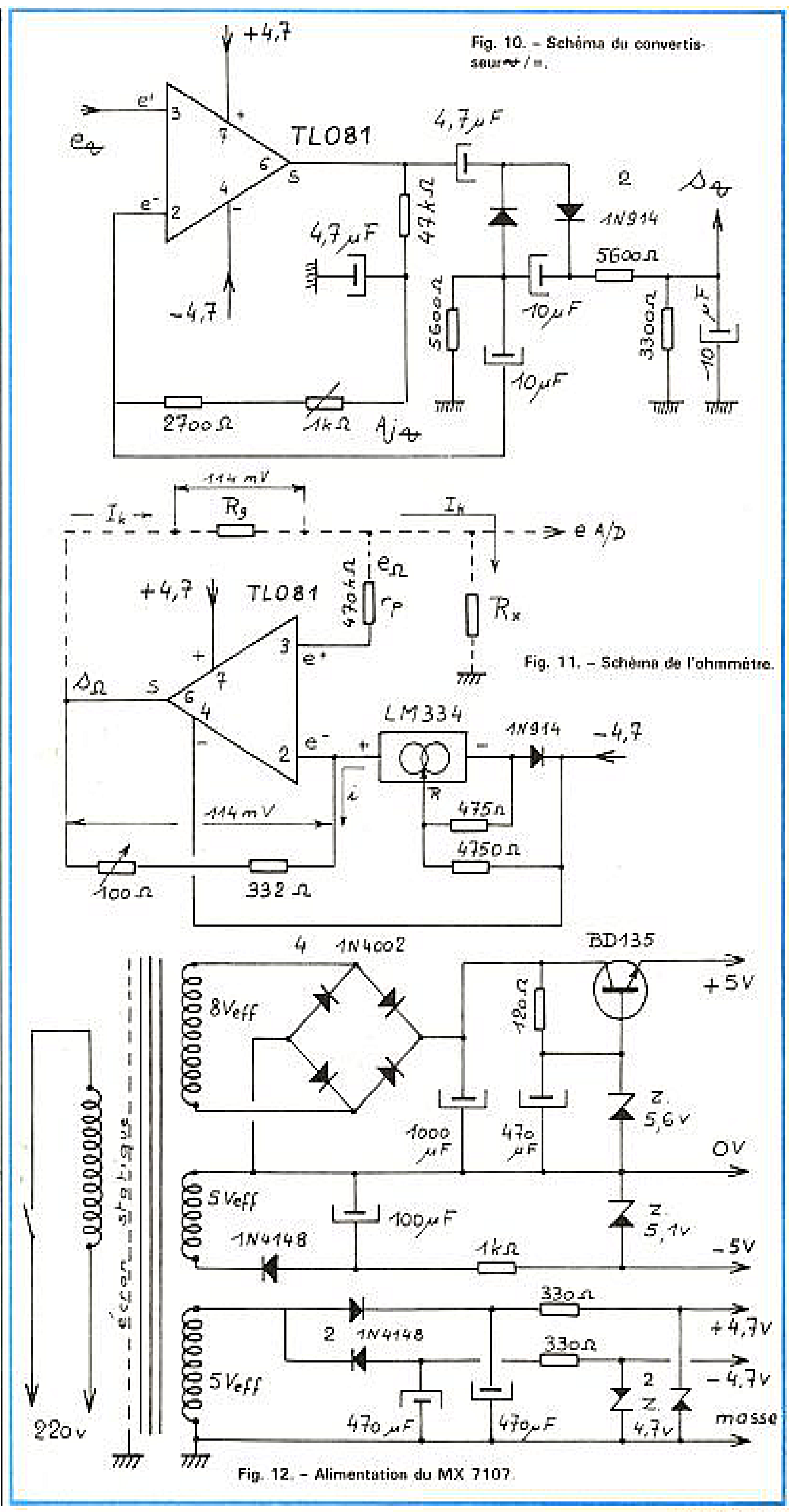


Fig. 10. – Schéma du convertisseur ∼/=.

Fig. 11. – Schéma de l'ohmmètre.

Fig. 12. – Alimentation du MX 7107.

des tensions maximales de 200 mV_{eff} la tension d'alimentation de ± 4,7 V est suffisante.

– Pour mesurer les résistances, il faut enfoncer la touche T_{Ω}. Le schéma du système est alors très modifié. Il fait intervenir le circuit de la figure 11. Encore un Bifet ! Remarquons immédiatement l'usage d'un second composant très spécial de NS, la LM 334, « diode » à courant constant programmable. Dans le montage retenu à cause de son coefficient de température quasi nul, le courant débité par la LM 334 est égal à

(67,7 mV/475 Ω) x 2

en mA, soit à peu près 0,28 mA. Ce courant i traverse la résistance ajustable située entre e et s et y développe une tension de 114 mV.

La résistance doit donc mesurer 407 Ω (332 Ω + 100 A). La même tension apparaît entre s et e^+, déterminant dans la résistance sélectionnée par K_2, (R_g) un courant constant I_k qui traverse R_x et crée entre ses pôles une tension proportionnelle à sa valeur et mesurée par le convertisseur A/D.

Ce dernier est toujours protégé par la cellule à diodes. Le Bifet l'est par r_p. Au repos de la touche T_{Ω} la douille E_R est à la masse, à travers un fusible 50 mA. Signalons que comme en gamme 10^{-3}, la résolution est de 0,1 Ω, il faudra veiller à avoir des liaisons à très faible résistance. Il sera d'ailleurs difficile d'éliminer 1 ou 2 points résiduels dont on tiendra compte dans toute mesure sur cette gamme. Au contraire sur les gammes élevées, c'est un autre problème qui apparaît : le risque d'inductions parasites. Il faut, par exemple pour mesurer une résistance de plusieurs mégohms, s'entourer d'un minimum de précautions, par exemple liaisons ultra-courtes ou sinon blindées. Faute de cela, la lecture sera fluctuante. C'est normal et aucun circuit à impédance très élevée n'échappe à ce genre de difficulté.

Au repos de toutes les touches, l'entrée E_V est en l'air, à travers K_1, les entrées E_I et E_R sont directement à la masse. Comme on le verra plus loin, (fig. 26) la commutation retenue, permet sans modification de branchement, la mesure de l'intensité dans un circuit et celle de la tension d'alimentation. Il suffit d'enfoncer ou T_V, ou T_I, en sélectionnant bien sûr, la gamme correcte. Cette manipulation rapide n'est pas sans intérêt et il n'est pas évident qu'elle existe sur tel ou tel modèle commercial.

3. L'alimentation

Voir son schéma en figure 12. Simple et tout à fait classique.

En fait, nous trouvons deux alimentations séparées :

– Le ± 5 V destiné au 7107. Le + 5 V doit fournir 24 fois 8 mA au maximum de consommation, soit presque 200 mA. Nous avons donc prévu un redressement en pont, un filtrage par 1 000 µF et une régulation par zener et transistor associés. Le – 5 V délivre à peu près 1 mA. Inutile de chercher des complications et des éléments de « puissance ». Une régulation à zener nous a paru souhaitable.

– Le ± 4,7 V assure l'alimentation des deux Bifets des circuits de fonctions. Ces éléments sont peu gourmands et là aussi, un redressement simple alternance, une régulation à zener suffit largement.

Attention, le 0 V n'est pas à la masse générale. Il y sera découplé par un 1 µF. L'alimentation du 7107 étant flottante, il nous a paru prudent de munir le transfo d'un blindage entre primaire et secondaire : c'est l'écran statique classique. Nous vous le conseillons vivement, sans pouvoir affirmer qu'il est indispensable ! (L'essai n'ayant pas été fait !).

– IV – Réalisation du MX 7107

1. Liste des composants :

1 ICL 7107 CPL (plastique) ou ICL 7107 CDL (céramique) de Intersil
1 LM 334Z de NS
1 LM 336Z de NS
2 TL 081P de Texas Instruments ou LF 356N de NS
12 1N 4148 ou 1N 914
6 1N 4002
2 1N 3595
2 Zeners 4,7 V 400 mW
1 Zener 5,1 V 400 mW
1 Zener 5,6 V 400 mW
1 BD 135.

Résistances à 1 %, 1/2 ou 1/4 W

1 1,02 Ω
1 10,2 Ω
1 102 Ω
1 114 Ω (113 Ω + 1 Ω)
1 332 Ω
1 475 Ω
1 909 Ω
1 1 000 Ω
1 1 020 Ω
1 4 750 Ω
1 10 kΩ
1 24,3 kΩ
1 100 kΩ
1 1MΩ
1 10 MΩ.

Résistances à 5 %, 1/4 W

1 120 Ω
3 330 Ω
1 1 kΩ
1 1,5 kΩ
1 2,7 kΩ (de préférence à couche)
1 3,3 kΩ (de préférence à couche)
2 5,6 kΩ (de préférence à couche)
2 33 kΩ
2 47 kΩ
1 100 kΩ
3 470 kΩ.

Pot. ajustables

1 220 Ω multitours, genre T19S
1 100 Ω petit multitours, genre T9Y ou à défaut T7YA
1 47 Ω T7YA
1 100 Ω piste cermet, taille 0,5 Horizontal
1 470 Ω T7YA
1 1 kΩ T7YA
1 1 kΩ piste cermet, 0,5, horizontal

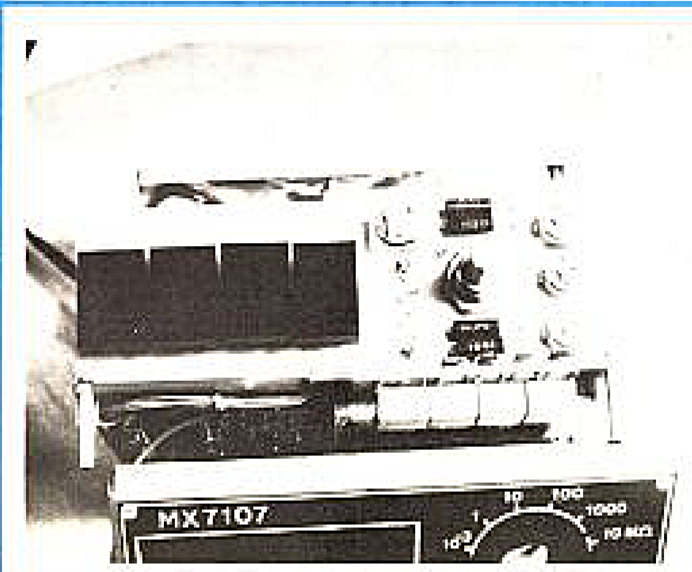
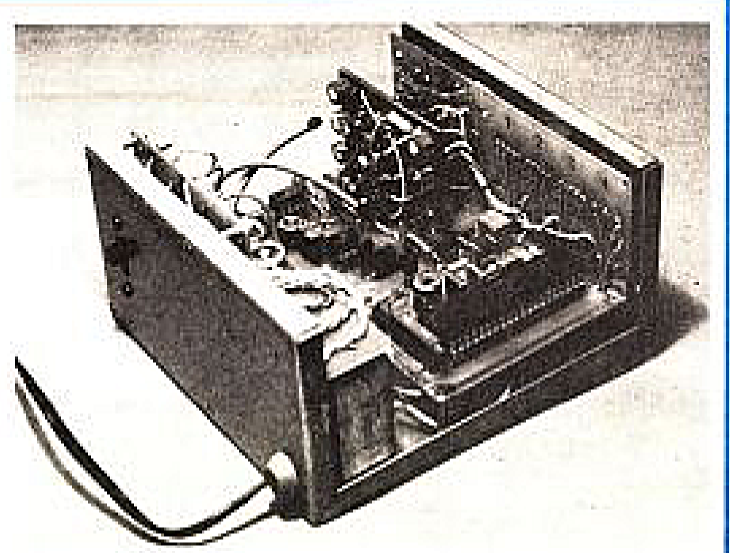


Photo D. – Les composants sur le CI. A.


Photo E. – Un aspect du MX 7107.

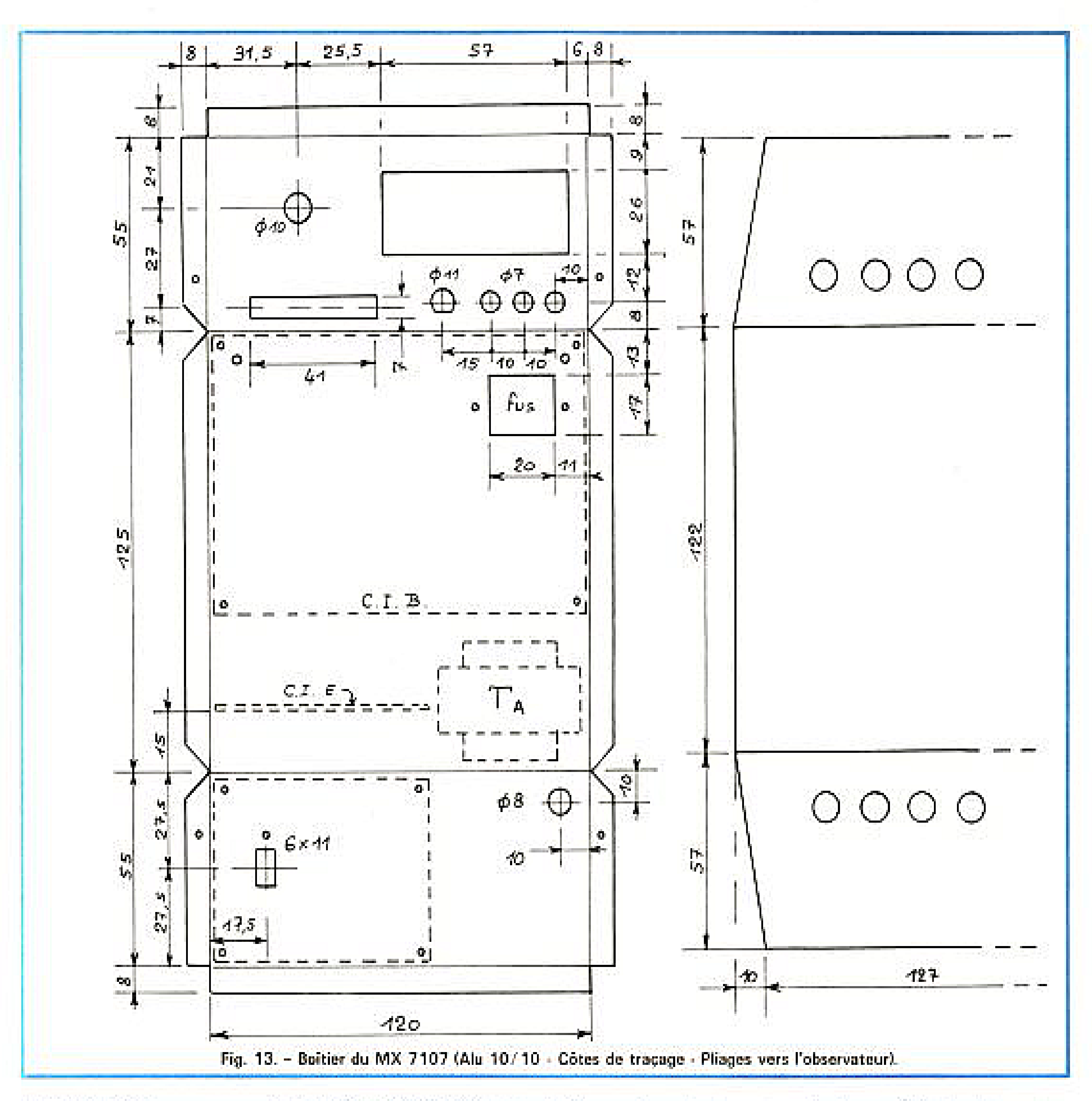


Fig. 13. – Boîtier du MX 7107 (Alu 10/10 - Côtes de traçage - Pliages vers l'observateur).

1 4,7 kΩ T7YA
1 10 kΩ T7YA
1 10 kΩ piste cermet, 0,5, horizontal
1 47 kΩ T7YA
1 100 kΩ piste cermet, 0,5, horizontal
1 470 kΩ T7YA.

Condensateurs
1 2/22 pF EA10 de RTC
1 100 pF styroflex
1 220 pF styroflex
2 1 nF 500 V, C655 de RTC
1 2 200 pF MKM de Siemens, pas de 7,5 mm
1 22 nF MKM de Siemens, pas de 7,5 mm
2 0,1 μF MKM de Siemens, pas de 7,5 mm
1 0,22 μF MKM de Siemens, pas de 7,5 mm
1 0,47 μF MKM de Siemens, pas de 7,5 mm
1 1 μF MKM, pas de 10 mm
2 4,7 μF 35 V perle tantale
3 10 μF 35 V perle tantale
1 100 μF 63 V chimique
3 470 μF 30 V chimique
1 1 000 μF 25 V chimique.

Divers
1 transfo d'alimentation. Voir plus loin
1 jeu de circuits imprimés
1 boîtier
1 face avant Scotchcal
1 rhodoïd rouge 65 x 35 mm
1 commutateur rotatif OAK ou Jeanrenaud. Galettes de 25 mm. 1 encliquetage standard à caler sur 6 positions ; 1 galette 2 circuits, 6 positions, type CC ; 1 galette 2 circuits, 6 positions, type NCC.
1 commutateur à touches série TJ de Jeanrenaud. 4 cellules TJ à 2 inverseurs ; 1 bâti pour 4 cellules, au pas de 10,16 mm ; 1 verrou d'interdépendance pour 4 cellules, pas de 10,16 mm ; 1 ressort de verrou ; 4 touches n° 82, gris clair.
3 douilles banane de 2 mm, couleurs différentes
1 douille BNC de châssis, type UG625/U
1 interrupteur Jeanrenaud, type 74M
1 passe-fil et 1 cordon secteur
6 picots de 13/10 et cosses correspondantes
3 picots fendus
Fil blindé et fil de câblage
Visserie, entretoises en tube de laiton de modélisme Ø 3 mm
3 à 4 cm de fil de constantan 4/10
Supports de CI en bande, MOLEX
Bouton pour K
Cordons de mesure.

2. Préparation mécanique

a) **Le boîtier** : voir figure 13. A fabriquer en alu de 10/10. Découpes extérieures à la

cisaille Edma et intérieures à la scie Abrafil. Pliages sur formes de bois dur. Nous souhaitons que la réalisation de ce boîtier ne soit pas un obstacle pour d'éventuels réalisateurs. De toute façon, il est certainement possible de trouver dans le commerce un modèle convenant. Attention cependant aux coffrets plastique dont les parois ne constituent pas les blindages des tôles métalliques. Des ennuis peuvent survenir, par induction parasite sur les points sensibles du multimètre. Nous vous déconseillons ce genre de boîtier.

Peindre l'extérieur seulement et seulement les bords de la face avant.

Ne pas négliger les trous d'aération.

b) La face avant : voir photo A. On la fabriquera soit en carton noir mat à dessin avec symboles blancs, à report direct et vernis protecteur, soit en Scotchcal de 3M. La face avant Scotchcal ou similaire est disponible chez Selectronic.

c) Les circuits imprimés :

Le A : figure 14. En époxy simple face de 15/10. Ce circuit porte les afficheurs, les shunts d'intensités et leurs ajustables. Il reçoit également le commutateur rotatif.

Le B : figures 15 et 16. En époxy double face de 15/10. C'est le circuit principal. Il supporte toute l'électronique et le circuit A qui se soude sur B, bien à l'équerre.

Le C : figure 17. Simple face 15/10. Il est destiné aux composants de l'atténuateur d'entrée. Il se monte entre les galettes de K.

Le D : figure 18. Simple face de 15/10 reçoit les fusibles et les diodes de protection de l'entrée E_I.

Le E : figure 19. Simple face de 15/10. C'est la plaquette de l'alimentation. Ces circuits, une fois gravés, seront étamés puis percés. La plupart des trous à 7/10. Agrandir à 10/10 ceux des ajustables d'intensité, (A) des condensateurs de filtrage, (E) à 13/10, les trous des picots, (A, B, E). Percer à 30/10 les quatre trous d'angles de B, à 20/10 ceux de E. Percer à 20/10 les trous des vis de fusibles et de

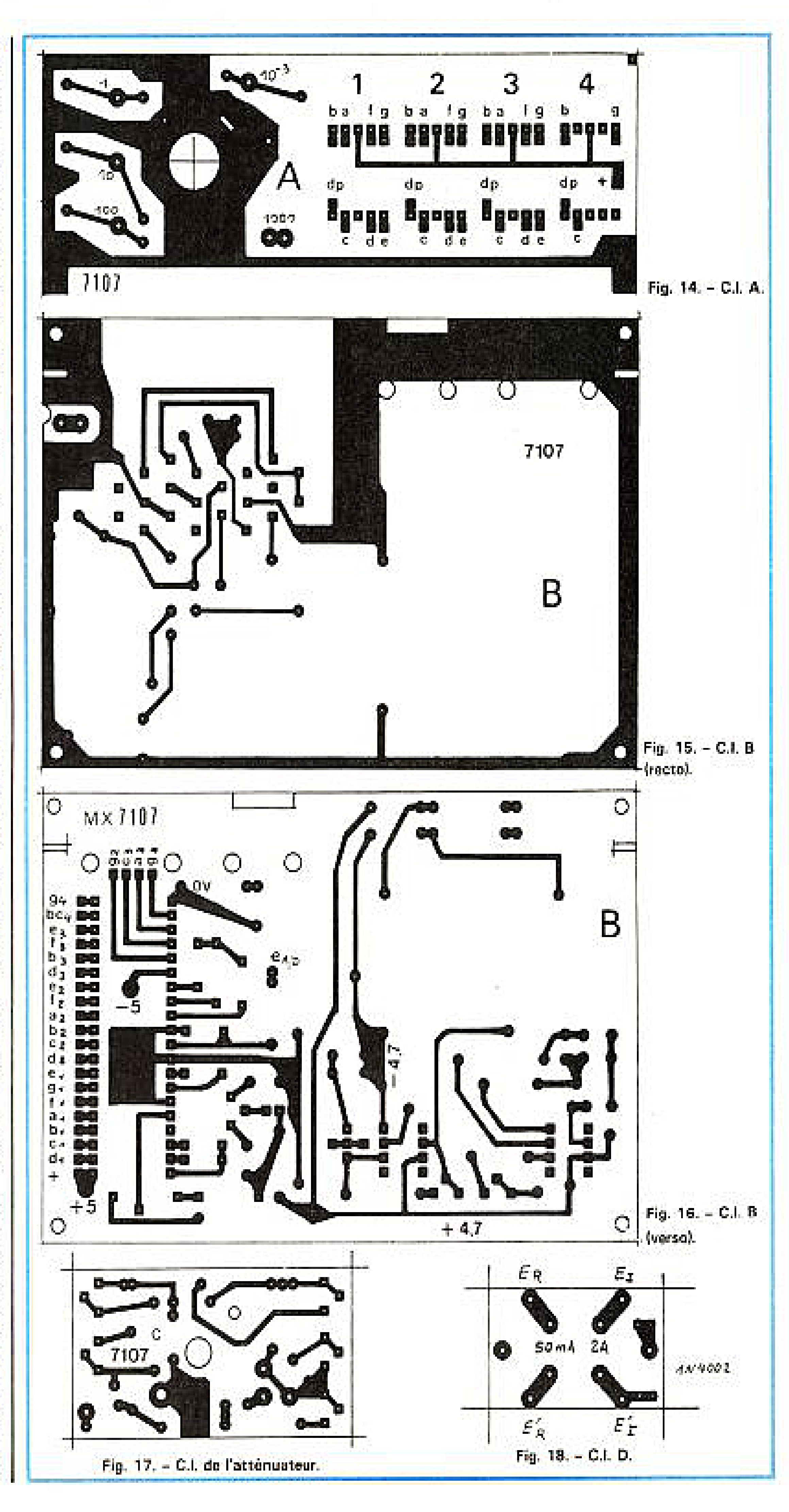


Fig. 14. – C.I. A.

Fig. 15. – C.I. B (recto).

Fig. 16. – C.I. B (verso).

Fig. 17. – C.I. de l'atténuateur.

Fig. 18. – C.I. D.

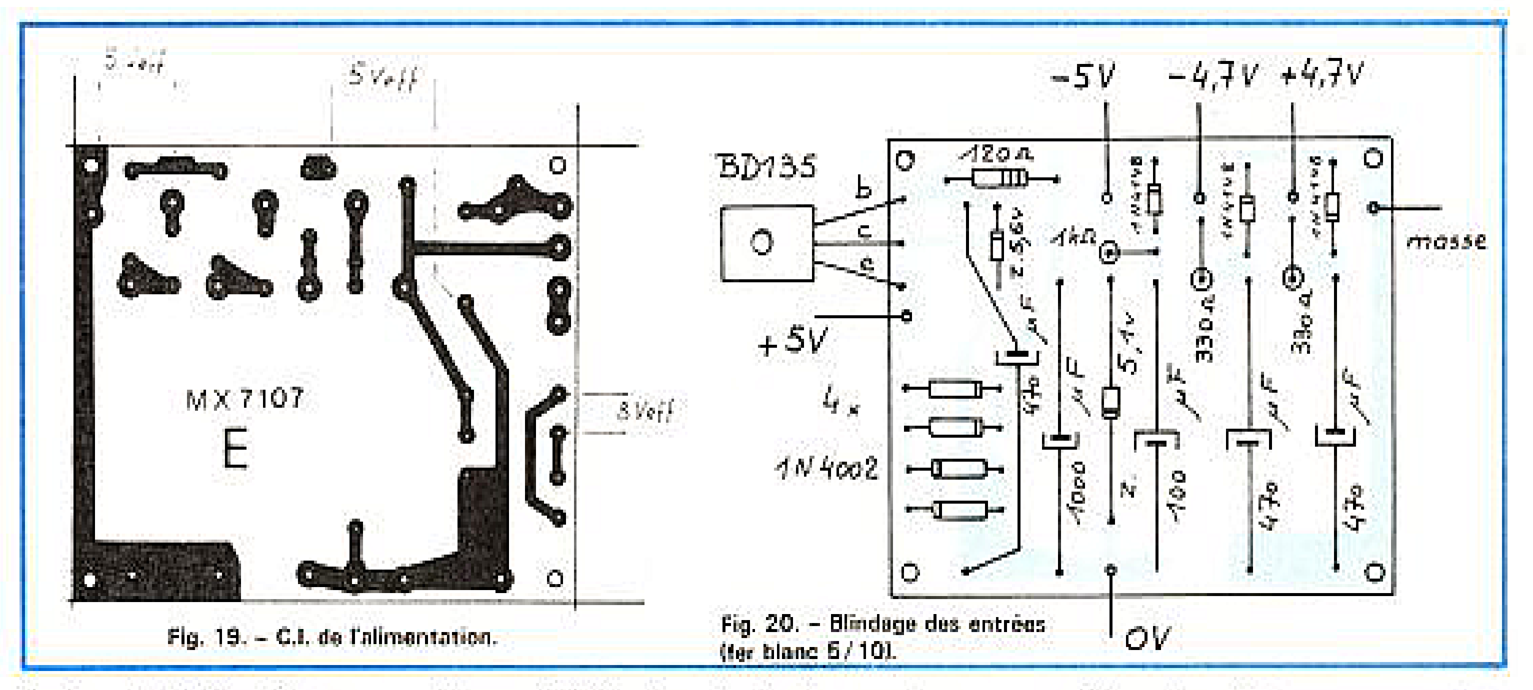


Fig. 19. – C.I. de l'alimentation.

Fig. 20. – Blindage des entrées (fer blanc 5/10).

fixation de D. Pour C: trou central à 50/10, de passage des tiges filetées de K à 25/10, du 2/22 pF à 12/10. Percer à 30/10 les quatre trous de passage des fils des afficheurs dans B.

Découper soigneusement les fentes d'emboîtement de A sur B.

Signalons que tous ces circuits imprimés sont disponibles, étamés et percés, chez le revendeur précédemment cité.

d) Blindage des entrées. Voir figure 20. A faire en fer blanc de 5/10. Ce blindage doit couvrir les entrées V, I et R ainsi que la plaquette des fusibles. A vrai dire, ce blindage est à peine nécessaire, les sorties d'affichage proches n'étant pas multiplexées. Nous l'avons cependant monté par prudence et nous vous conseillons d'en faire autant.

e) Le transfo d'alimentation. A réaliser sur un transfo de haut-parleur, marque Audax, type 37 x 44, Z = 5 ou 7 000 Ω. Détôler ce transfo, supprimer le secondaire.

Ajouter 1 800 spires de 10/100 au primaire (dans le même sens) pour passer à 220 V. Isoler et placer l'écran statique: une couche de clinquant de cuivre 3/100. Bien isoler et éviter tout contact entre début et fin de cet écran. Souder un petit fil souple sur le cuivre et sortir ce conducteur. Isoler.

Bobiner le premier secondaire 8 V_{eff}: 160 spires de 22/100. Isoler.

Bobiner le deuxième secondaire 5 V_{eff}: 100 spires de 10/100. Isoler.

Bobiner le dernier secondaire 5 V_{eff}: 100 spires de 15/100. Isoler.

Remonter le circuit magnétique en croisant les tôles.

Préparer une nouvelle plaquette à 8 cosses. Voir photo B. Le fil de l'écran statique est soudé avec le début de l'enroulement du dernier secondaire. Bien repérer ce point qui doit être relié plus tard, à la masse du multimètre.

La plaque métallique de base n'est pas utilisée. Par contre elle constituera un parfait gabarit pour tracer l'emplacement des quatre fentes à découper dans le fond du boîtier, afin de fixer le transfo terminé.

Essayer le transfo en mesurant les tensions fournies et en le laissant sous tension quelques heures pour constater un échauffement très faible.

f) Prémontage

Toutes les pièces mécaniques en main, préparer l'assemblage.

- Tailler dans du tube de laiton de 3 mm (modélisme) quatre longueurs de 17 mm. Les forcer dans les trous d'angles de B et régler la hauteur à 14 mm sous B. Souder au recto de B.
- Placer B dans le boîtier, le pousser vers la face avant en laissant 1/2 mm de jeu. Pointer dans le fond les deux trous arrières des angles de B. Percer à 25/10. La fixation se fait par deux vis à tôle.
- Souder A sur B, bien à l'équerre.
- Percer dans la face arrière du boîtier, les quatre trous de fixation de E, en se servant de la plaquette pour le traçage. Tailler quatre entretoises dans le tube laiton, 1 = 15 mm. Fixation par quatre boulons de 20 x 2 mm.
- Fixer l'interrupteur.
- Prendre D. Y souder, côté cuivre au-dessus, quatre écrous de 2 mm pour les fusibles et deux écrous de 2 mm pour la fixation. Souder les deux diodes de protection (toujours côté cuivre). Fixer sur le fond du boîtier en serrant énergiquement et en intercalant rondelles éventail et une cosse, côté fusible 50 mA.
- Découper le rhodoïd rouge et le coller à l'intérieur de la fenêtre.
- Découper le Scotchcal avec tout le soin nécessaire et le coller sur la face avant.
- Monter les quatre douilles des entrées. Serrer énergiquement la BNC.
- Souder un fil blindé sur E_V, tresse à la cosse de masse de D. Relier E_R et E_I à D. Relier la douille de masse à la cosse. Un fil blindé, tresse à la cosse de

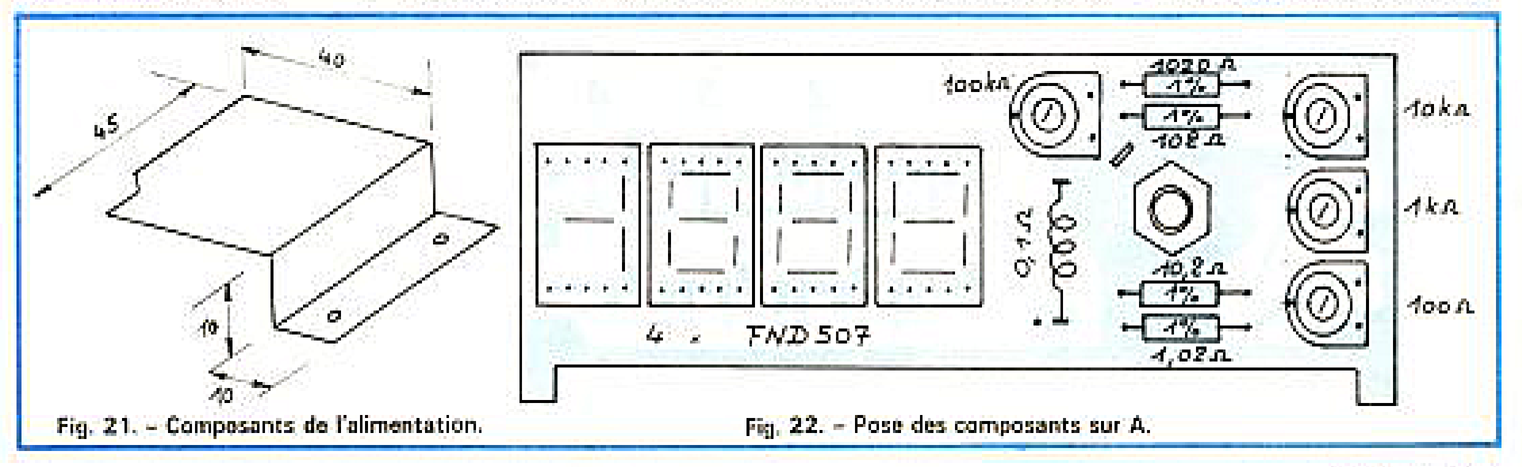


Fig. 21. – Composants de l'alimentation.

Fig. 22. – Pose des composants sur A.

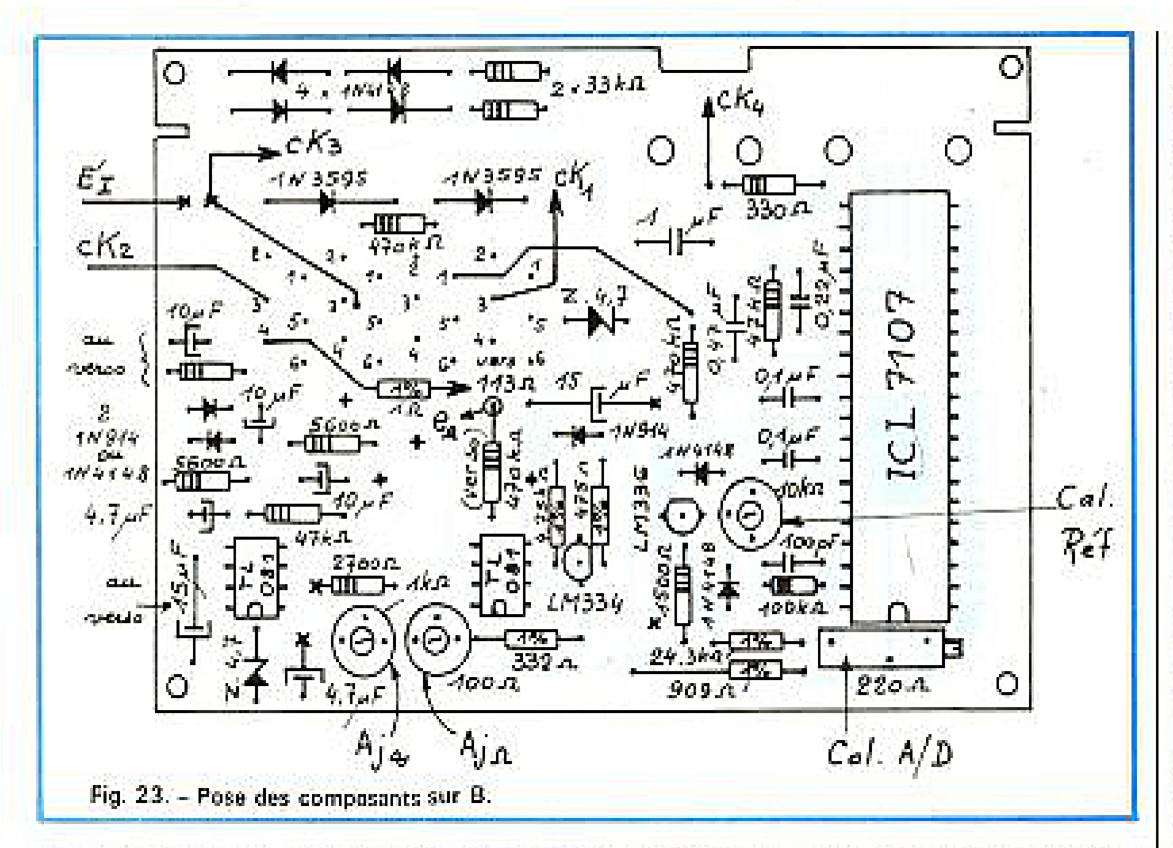


Fig. 23. – Pose des composants sur B.

bon sens. Il faudra sans doute plier les picots de ce circuit plus à l'équerre. Pour cela, appuyer l'ensemble d'une rangée sur une surface plane et faire une pesée en tenant le corps du circuit. Présenter sur les bornes Molex et bien vérifier que tous les picots se présentent au centre des pinces. Alors appuyer en assurant une introduction progressive et régulière. Faute de ces précautions, un ou plusieurs picots pourraient échapper, se tordre et se rabattre sous le circuit, par exemple.

Dernière vérification. Attention à la polarité de l'alimentation : la moindre inversion serait fatale pour le 7107 ! Mettre sous tension.

Si tout est correct, l'affichage se met rapidement à 000, avec le signe – qui clignote. Il est inutile de tenter pour l'instant, un autre essai.

masse part de E'R, un fil souple part de E'I.

- Ces connexions bien vérifiées, placer le blindage des entrées. Fixation par boulons de 2 mm.
- Monter le transfo, câbler le cordon secteur et l'interrupteur.

3. Montage électrique :

a) L'alimentation

Monter les composants en suivant la figure 21. Souder d'abord les 1N 4002, bien à plat. Puis les zeners. Souder aussi les picots 13/10. Placer les condensateurs. Le 470 μF de gauche, au-dessus des 1N 4002. Placer enfin les résistances et les 1N4148. Attention aux polarités de tous ces éléments.

Souder au verso le BD 135. Plier ses fils pour le maintenir parallèle à E et à 10 mm environ. Attention au sens.

Souder au verso les fils de liaison avec le transfo. Utiliser du petit fil rigide de couleur. Torsader chaque liaison. Bien vérifier le travail.

Souder au transfo, de préférence, dans un premier temps, à l'extérieur du boîtier. Mettre sous tension et vérifier l'existence des potentiels de sorties. Le ± 5 V et le ± 4,7 V, lequel atteindra en fait, à vide ± 7 à 8 V environ.

Après cet essai, monter définitivement la plaquette. Attention de bien brancher la cosse « écran statique – départ dernier secondaire » au point masse de E.

Refaire un essai. Décharger les condensateurs.

b) Le convertisseur A/D

Commencer par poser et souder les afficheurs (indications vers le bas).

Couper 2 fois 20 picots Molex et les souder pour constituer le support du 7107. Ne pas supprimer maintenant la barre de liaison des picots.

Le plus délicat du travail consiste maintenant à réaliser les 24 liaisons d'afficheurs. Il faut utiliser du très petit fil rigide. Nous avons pris du 4/10 sous téflon. Nous pensons que du fil de Wrapping devrait convenir. Il faut souder chaque fil, d'abord côté afficheur puis côté circuit intégré. Un trou est prévu pour le passage des liaisons de chaque afficheur. De plus, il faut commencer par les liaisons les plus courtes, soit dans l'ordre : G_3, A_3, C_3, G_2, G_4 (–), BC_4... D_1, +.

Plaquer le plus possible les liaisons sur B car on ne dispose que de 3 mm environ entre le blindage et le dessous de la platine. Essayer de faire un travail aussi propre que possible. Tous les fils posés, quelques ligatures amélioreront la tenue du faisceau. Voir photo C. Une vérification immédiate s'impose. Pour cela, casser les barres de liaison des picots Molex, en pliant sur un réglet droit. Utiliser un ohmmètre en gamme la plus basse, (comme pour la vérification des diodes). Connecter le + ohmmètre au picot 1 (+ 5 V). Toucher avec le fil – tous les picots concernés en vérifiant à chaque fois l'allumage du segment correspondant.

Monter maintenant les quelques composants périphériques du 7107 : condensateurs MKM, résistances et éléments du circuit de référence. Attention au sens de la LM 336. Relier pour le moment l'extrémité eA/D de la 470 kΩ à la masse.

On soudera également : les deux zeners de 4,7 V et les deux condensateurs de découplage de 15 μF. Faire à cette occasion les deux ponts recto-verso assurant le rapport d'une face à l'autre de la piste de masse, au centre de B.

NB : En soudant les composants des picots 30, 33, 38 et 39, aller assez vite pour ne pas dessouder ou faire bouger les bornes Molex.

Procéder à une bonne vérification et prérégler tous les ajustables à mi-course. Souder les fils de liaison à l'alimentation, y compris ceux du ± 4,7 V et la masse. Faire ces fils assez longs pour pouvoir laisser B hors boîtier.

Embrocher le 7107... dans le

c) Circuits de fonctions (figure 23)

Faire d'abord tous les ponts recto-verso qui restent.

Souder les 1N 4148, les 33 kΩ, les 1N 3595 et la 470 kΩ de la cellule de sécurité. Tous ces composants au recto. On limera, au verso les pointes des fils ou des soudures des trois derniers, pour limiter le risque d'un contact fâcheux avec le bâti du commutateur à touches. On pourra d'ailleurs recouvrir ces points d'une petite bande d'adhésif plastique.

Préparer le commutateur à touches : montage des 4 cellules sur le bâti, après pose du verrou d'interdépendance. Placer le ressort de verrou sur la cellule T_V. On éliminera, si ces éléments y sont, les cliquets en U et ressorts donnant le fonctionnement indépendant des touches. Couper toutes les cosses (en laissant 1 mm environ). Monter les touches B2 par pression. Placer le commutateur sous B. Souder légèrement 2 ou 3 points et engager dans le boîtier. Régler la position pour un passage des touches au centre de la découpe et pour avoir les cellules parallèles à B. Souder définitivement.

Souder maintenant tous les autres composants de cette partie, en suivant la figure 23.

Attention, trois de ces composants sont au verso. Se méfier du sens des perles tantale, de celui des diodes et de la LM 334.

d) Le commutateur rotatif K

Le circuit C est prévu pour les commutateurs référencés dans la liste des composants. L'utilisation d'un autre type supposerait sans doute une modification de ce circuit. La figure 24 indique la position des composants de C. Les souder sans trop faire souffrir les résistances de précision. Souder les fils de liaison. Placer un picot fendu en bas, à droite.

Monter l'encliquetage, réglé sur 6 positions et les galettes en respectant les intervalles suivants : 6 mm entre encliquetage et K_3/K_4, 6 mm entre K_3/K_4 et C, 7 mm entre C et K_1/K_2.

Aucun blindage n'est nécessaire entre les galettes, les points décimaux n'étant pas multiplexés.

Câbler les liaisons entre C et K_1/K_2. Souder sur K_3 les liaisons vers les shunts. Placer les deux ponts sur K_4.

Poser et souder les shunts et leurs réglages sur A. Voir figure 22. Le shunt 0,1 Ω est prévu un peu long, 3 cm environ. Prérégler les ajustables à mi-course. L'axe du commutateur est à raccourcir selon le type de bouton utilisé.

Souder sur les picots du commutateur à touches, les fils cK_1, cK_2, la 1 du retour de l'atténuateur. Relier les points

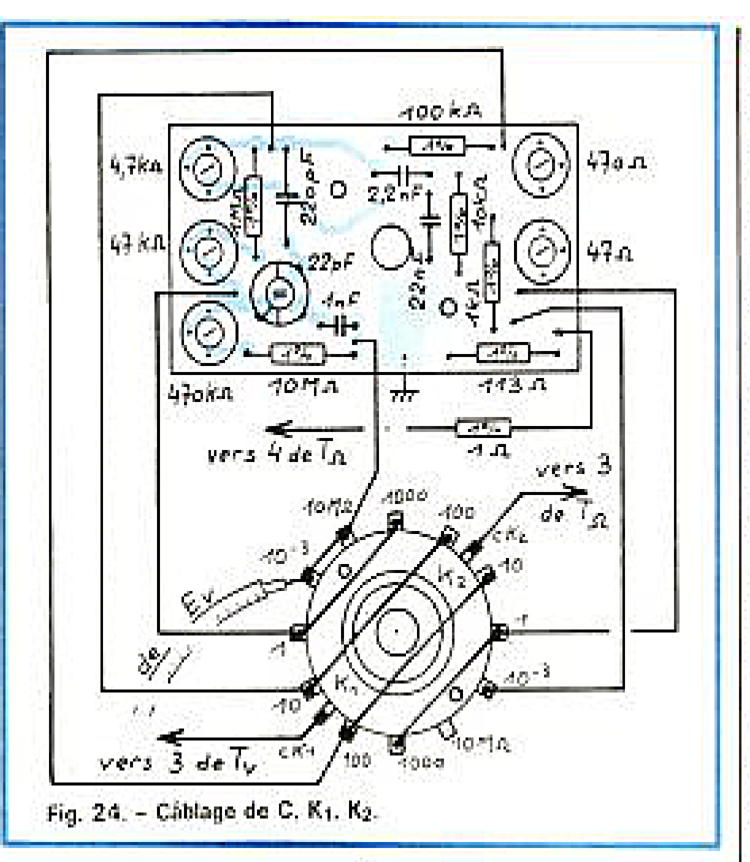


Fig. 24. – Câblage de C. K_1. K_2.

3-5 de T_I aux pastilles relais voisines. Un picot fendu pouvant être placé sur la pastille de gauche, pour assurer la liaison facile avec E'_I. Relier l'entrée eA/D au point 1 de T∿ (attention : court-circuiter le 0,1 µF d'entrée du 7107, avec une pince crocodile, ou enlever le 7107, ou débrancher le fer du secteur).

Monter le commutateur K sur A et le bloquer énergiquement.

Faire les liaisons K_3 –shunts. Relier le cK_3 à la pastille relais.

Câbler les points décimaux vers K_4 en utilisant de préférence du petit fil souple.

Relier cK_1 et cK_2. Souder la 1 Ω.

Vérifier soigneusement tout ce travail. Ne pas enficher les amplis op. Prérégler tous les ajustables à mi-course.

e) Essais

– Atténuateur :

- Toutes touches au repos, mettre sous tension et retrouver le 000 précédent.
- Enfoncer T_V et vérifier que, même en gamme 10^{-3}, ce zéro est conservé. Cependant se méfier des inductions parasites, cet essai étant fait hors boîtier.
- Injecter une tension connue entre le point 10^{-3} de K_1 et masse. Vérifier que la valeur affichée est sensiblement correcte. Faire des essais sur les différentes gammes. Ne pas trop se soucier maintenant de la précision.

– Ohmmètre :

- Souder une résistance de valeur connue entre e et masse.
- Poser le TL081 concerné.
- Enfoncer la touche $T_Ω$ dans la gamme correspondante et obtenir à l'affichage, un résultat compatible. Retoucher éventuellement $Aj_Ω$.
- Manœuvrer le commutateur de gammes et vérifier que l'affichage varie bien de 10 en 10.

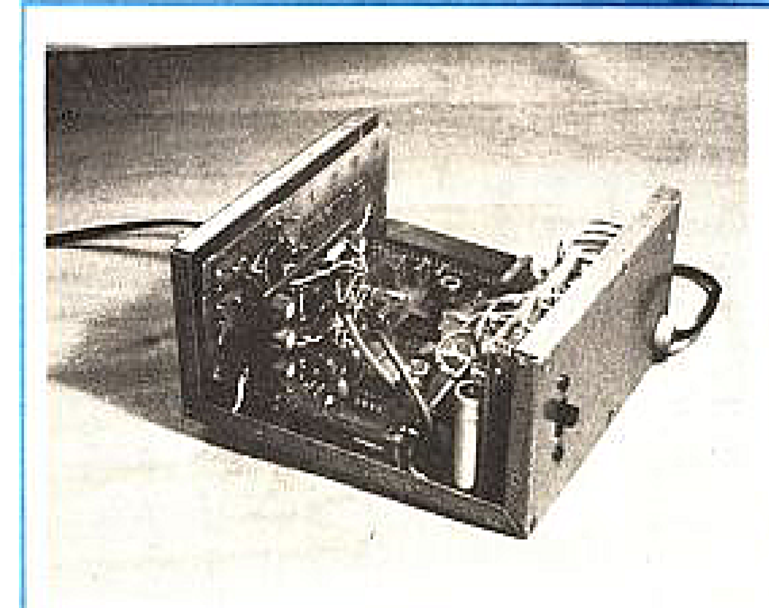
– Alternatif :

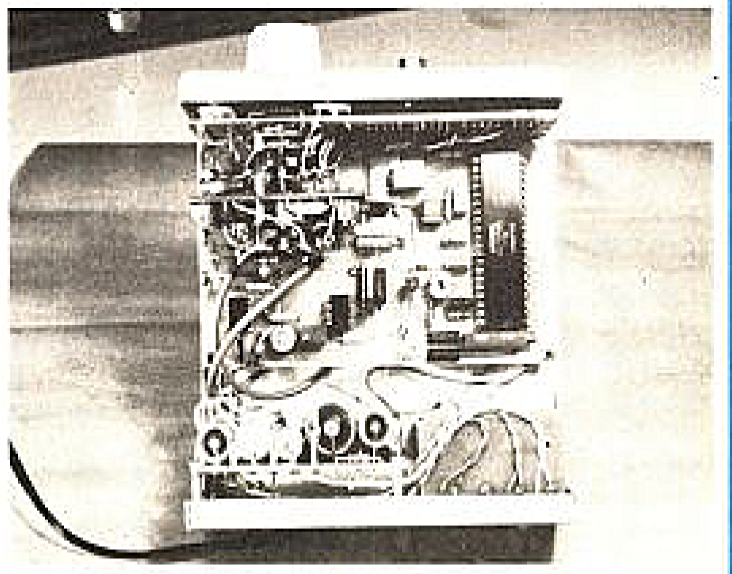
- Embrocher le dernier TL081.
- Enfoncer les touches T_V et T∿.
- Injecter une tension bien sinusoïdale à 50 Hz par exemple, d'amplitude connue, entre 10^{-3} de K_1 et masse. Vérifier que l'affichage est correct. Tourner éventuellement $A_{j∿}$ pour plus d'exactitude.

Si tous ces essais sont positifs, le MX 7107 fonctionne normalement. Sinon, il faut dépister l'erreur ou le composant défectueux.

4. Etalonnage

Nous vous conseillons, dans un premier temps, de ne pas vous occuper des circuits d'intensité. On y reviendra plus tard.


Photo F. – Autre aspect du MX 7107.


Photo G. – Vue plongeante sur les entrailles du MX 7107.

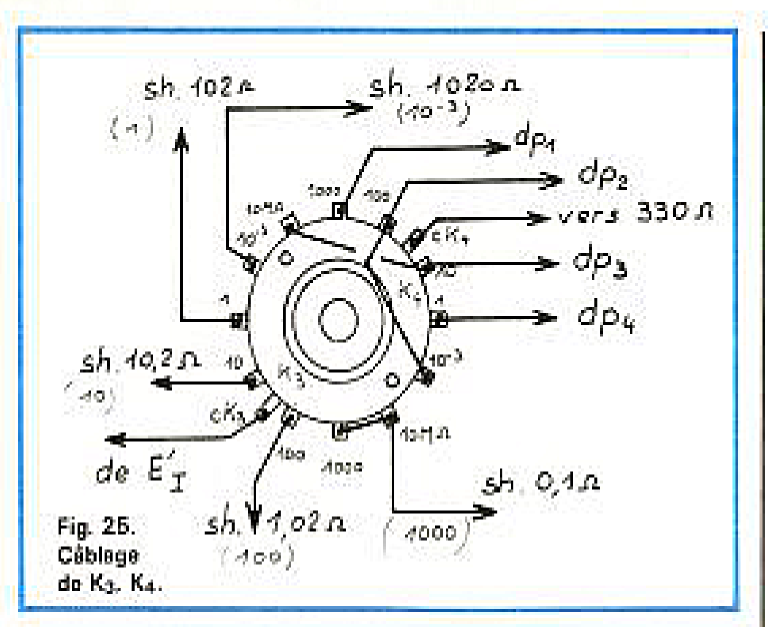


Fig. 25. Câblage de K_3, K_4.

Installer le MX 7107 dans son boîtier. Le faire fonctionner quelques heures. L'étalonnage suppose un préchauffage de 1/4 d'heure environ.

a) Calage de l'atténuateur

Dans l'idéal, il faudrait disposer d'une série de résistances en décades, à 0,1 % (valeur choisie à base 1,8 : 180 Ω, 1 800 Ω...). Dans ce cas, mesurer la 180 Ω et amener l'affichage à cette valeur, en gamme 10^{-3}, par $A_1\Omega$. Puis mesurer la 1 800 Ω en gamme 1 et obtenir le même affichage par la retouche de la résistance ajustable 47 Ω de C. Mesurer ensuite la 18 000 Ω en gamme 10 et régler la 470 Ω de C. Ainsi de suite, jusque la 470 kΩ de C. Dans ces conditions, l'atténuateur est calé à 0,1 % près.

Faute de disposer de ces résistances, il faudra se rabattre sur des modèles de même valeur, mais ordinaires. On mesurera la 180 Ω en gamme 10^{-3}. On notera l'affichage qu'il n'est même pas utile de corriger. Passer en gamme 1 et régler la 47 Ω pour lire exactement le 1/10 du résultat précédent. Mesurer alors la 1 800 Ω en gamme 1 et passer en gamme 10. Régler la 470 Ω pour lire le 1/10. Ainsi de suite...

Reprendre le réglage plusieurs fois, toujours dans le même ordre.

b) Calage de la référence

Il faut amener la tension stabilisée par la LM 336 à 2,490 V. Cela ne peut se faire qu'avec un autre multimètre numérique. Sinon on peut toujours se contenter de faire la mesure avec un bon voltmètre à aiguille. On peut aussi se contenter de positionner l'ajustable « cal/réf » à mi-course. Enfin on se souviendra que ce calage intervient sur la valeur du coefficient de température : lorsque la tension de la LM 336 augmente, son coefficient de température devient positif, ce qui provoque une baisse de l'affichage. On peut donc, simplement avec du temps et de la patience, régler la référence pour un meilleur résultat. Dans le cas d'un bon réglage, l'affichage ne doit pas bouger d'un point entier, entre l'appareil à 15° et à plus de 25 °C.

NB. Test à faire en gamme 10^{-3} pour éviter toute variation due à l'atténuateur.

c) Calage du convertisseur A/D

Il faut normalement une pile étalon. Comme la tension d'une telle pile est de l'ordre du volt, se mettre en gamme 1. Régler « Cal A/D » pour lire le nombre exact. Autres possibilités : utiliser un autre multimètre numérique et régler par comparaison. Acheter une pile à mercure, type photo. L'envoyer à l'auteur, avec enveloppe timbrée et adressée pour le retour. (Placer la pile entre deux plaquettes de bristol). Nous mesurerons la tension de votre pile, à température indiquée et nous vous retournerons la chose, avec indication du résultat à afficher. Comme l'opération ne durera que quelques jours, comme la température sera la même, comme la mesure se fera dans la même impédance, le résultat sera correct.

Le calage du convertisseur étant fait, vérifier en manœuvrant K, que les lectures sont bien divisées de 10 en 10 à 1 point près.

d) Calage de l'ohmmètre

Il faut avoir une résistance précise (0,1 %) de valeur comprise entre 180 et 200 à 10^{x} près. Mesurer cette résistance dans la gamme convenant et caler Aj_Ω en conséquence.

Toutes les autres gammes sont automatiquement calées.

NB. Les fignoleurs pourront rechercher le point de dérive minimale de la LM 334, en modifiant en plus ou en moins la 4 750 Ω. Pendant ces essais, ne tenir compte que de la variation, en fonction de la température et non du résultat lui-même, car chaque modification de la résistance entraîne aussi une variation de la valeur du courant constant fourni. Après obtention de la dérive minimale, caler Aj_Ω comme ci-dessus.

e) Calage de l'alternatif

Injecter une tension parfaitement sinusoïdale, à 1 000 Hz, en E_V. Amplitude de l'ordre de 180 mV_{eff}. Gamme 10^{-3}. Noter le résultat affiché (de l'ordre de 1 800 points). Passer en gamme 1 et régler le 2/22 pF pour lire le 1/10 du résultat précédent. Injecter maintenant une tension sinusoïdale, 50 ou 1 000 Hz, de valeur parfaitement connue et régler $Aj_{\sim}$ pour lire un résultat correct. Rappelons que le plus simple est de se servir d'une tension 50 Hz, entre 100 et 200 V_{eff}, dont la valeur exacte est déterminée par la mesure de sa tension crête. Voir précédents articles.

f) Calage des intensités

Ce dernier travail suppose le MX 7107 correctement étalonné en voltmètre et en ohmmètre. Il se fait hors boîtier. Il utilise le montage de la figure 26, dans lequel les résistances R ont été soigneusement mesurées au préalable. La source de tension est une alimentation stabilisée ou une batterie de bonne capacité, ne chutant pas sous les débits demandés.

– **Gamme 10^{-3}** : $R \simeq 100$ kΩ
$U \simeq 12$ V.

Enfoncer T_V et mesurer U (par exemple : 12,34 V).

Enfoncer T_I et amener par la 100 kΩ de A l'affichage à

$$I = \frac{U}{R + 1000}$$

Par exemple, si R = 101,2 kΩ,

$$I = \frac{12,34}{101200 + 1000} = 120,7\ \mu$$

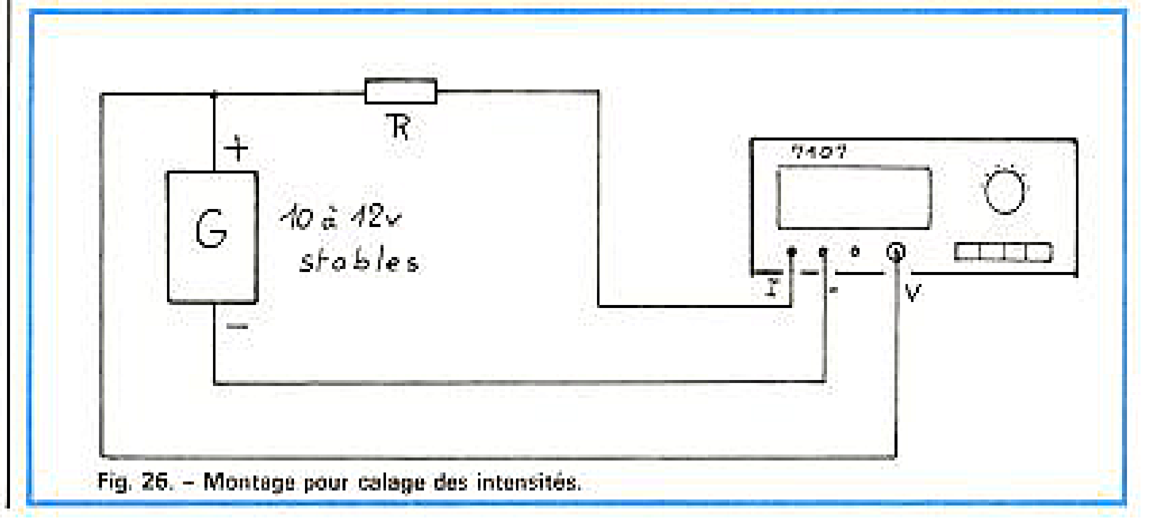


Fig. 26. – Montage pour calage des intensités.

L'affichage doit battre dans ce cas entre 1 207 et 1 208 points.

– **Gamme 1** : mêmes éléments.

On doit lire

$$I = \frac{U}{R + 100}$$

Par exemple, avec les valeurs précédentes :

$$I = \frac{12,34}{101200 + 100} = 121,8\ \mu A$$

L'affichage est à régler par la 10 kΩ de A entre 121 et 122 points.

– **Gamme 10** : R ≃ 1 000 Ω U ≃ 12 V.

Il faudra lire

$$I = \frac{U}{R + 10}$$

Régler par la 1 kΩ de A.

– **Gamme 100** : mêmes éléments.

On doit lire

$$I = \frac{U}{R + 1}$$

Régler par la 100 Ω de A.

– **Gamme 1000**. La gamme 100 étant réglée, faire R = 68 Ω/5 W, U ≃ 12 V.

Mesurer l'intensité en gamme 100. On devrait trouver typiquement

$$I = \frac{12}{68 + 1}$$

soit de l'ordre de 175 mA (1 750 points).

Passer en gamme 1000 et régler par retouches, la longueur du shunt 0,1 Ω, jusqu'à lire

$$\frac{n \times 69}{10 \times 68,1}$$

(n étant le nombre précédent de points).

5. Mise en boîte

L'étalonnage terminé, installer le bloc électronique définitivement dans le boîtier. La fixation mécanique ne requiert que les deux vis arrières de B.

Le fil des intensités longe la face avant et rejoint le picot prévu sur lequel il est soudé. L'encoche facilite le passage.

Les fils blindés V et R passent derrière B et rejoignent 10^{-3} de K_1 et e.

Les fils de l'alimentation sont raccourcis raisonnablement.

Signalons qu'un blindage interne pourrait être disposé entre B et cette alimentation pour diminuer les possibilités d'induction secteur sur les points à impédance élevée.

Nous ne l'avons pas fait. Dans ces conditions, sur la maquette, coffret fermé, aucune anomalie n'apparaît en continu. En alternatif, gamme 10^{-3}, et entrée en l'air, on affiche 7 à 8 points résiduels, ce qui vaut 0,7 à 0,8 mV_{eff}. C'est dérisoire, d'autant que l'impédance est alors de 11,4 MΩ. Pratiquement, en mesurant toujours aux bornes d'une impédance très inférieure, ce résidu disparait complètement.

Il vous reste à préparer les cordons de mesure :

– un fil blindé à connecteur BNC, pour les tensions ;

– un fil blindé à fiches de 2 mm pour les résistances ;

– fils souples pour les intensités ;

– éventuellement, sonde divisant par 10 pour les tensions atteignant 5 000 V.

Nous espérons que les réalisateurs de cet excellent multimètre nous tiendrons au courant de leurs résultats. Nous restons à leur disposition pour tout renseignement complémentaire.

F. THOBOIS

Errata :

Dans le numéro précédent, article décrivant le MX 2500, les valeurs des résistances de la LM 334Z sont incorrectes et doivent être égales à celles indiquées ce mois. Donc remplacer la 221 Ω par 475 Ω et la 2 210 Ω par 4 750 Ω.

L'AMPLIFICATEUR



AKAI AM 2450

L'AMPLIFICATEUR de puissance AM 2450 est l'un des derniers appareils de la gamme, l'un des plus récemment sortis des chaînes du constructeur japonais. Si la mode se dirige vers les mini-chaînes, nous ne pouvons ici parler de miniaturisation car la taille de cet amplificateur est loin d'être négligeable, sa manipulation est tout de même très aisée.

Présentation

Le bois ayant été pratiquement abandonné par la plupart des fabricants de matériel électroacoustique, enceintes mises à part, nous retrouverons ici un capot réalisé dans une tôle plastifiée. Comme la plupart des amplificateurs sont dissimulés lorsqu'ils ne sont pas installés dans des racks, l'aspect du local d'écoute n'en souffrira pas trop. La façade a conservé son anodisation habituelle, l'aluminium n'a pas été coloré.

Cette façade s'orne de deux indicateurs de puissance, installés sur la moitié gauche de l'ampli. Un gros potentiomètre attire le regard, il s'agit du potentiomètre de réglage du volume. Son index se déplace devant un cadran plus sombre, gradué de 0 à 40, des graduations arbitraires. Les potentiomètres de réglage de timbre prennent une moindre importance, leur taille est nettement plus petite. Quelques commutateurs sont rotatifs, leurs boutons sont lisses, ce n'est pas une condition favorable à un bon entraînement, mais, comme ici les ressorts des commutateurs ne sont pas trop raides, ce n'est pas grave du tout.

Fonction

Cet appareil est un ampli préampli, il recevra des signaux d'entrée de toutes sortes, depuis ceux du tourne-disque jusqu'à ceux d'un ou de plusieurs magnétophones. Le sélecteur d'entrée permet de choisir entre une entrée auxiliaire et une entrée tuner à haut niveau et aussi une entrée phono unique. Il faut sans doute passer à des modèles plus puissants pour avoir droit à une entrée phono supplémentaire. Pour les magnétophones, on utilisera un autre commutateur, c'est également un commutateur rotatif, il possède 5 positions :

– une de source, dans ce cas, on entend la source choisie par le sélecteur d'entrée,
– une pour l'écoute du magnétophone ou le contrôle d'un enregistrement en cours,
– une pour la même opération sur l'autre magnétophone,
– et enfin deux positions de copie d'un magnétophone à l'autre.

Dans ce dernier, on entendra le signal de sortie pris sur le magnétophone utilisé en enregistrement, il y aura donc un contrôle de qualité.

Le potentiomètre de balance permet d'atténuer l'un des deux canaux si on le désire. Le potentiomètre de volume est accompagné de la traditionnelle correction physiologique, elle est bien entendu, commutable.

La correction de timbre fait appel à deux boutons, une formule vieille de plusieurs années. Pour la sélection des enceintes, un commutateur met en service une ou deux paires d'enceintes, la mise hors service est employée pour une écoute au casque.

Les indicateurs de puissance sont gradués en watts sur 8 Ω et aussi en dB, leur échelle a une dynamique de 40 dB.

Les raccordements des enceintes se font par des prises à ressort qui recevront des fils dont les extrémités auront été dénudées. Pour les autres cordons de raccordement, ce sont des prises coaxiales audio ou des prises DIN (pour le magnétophone).

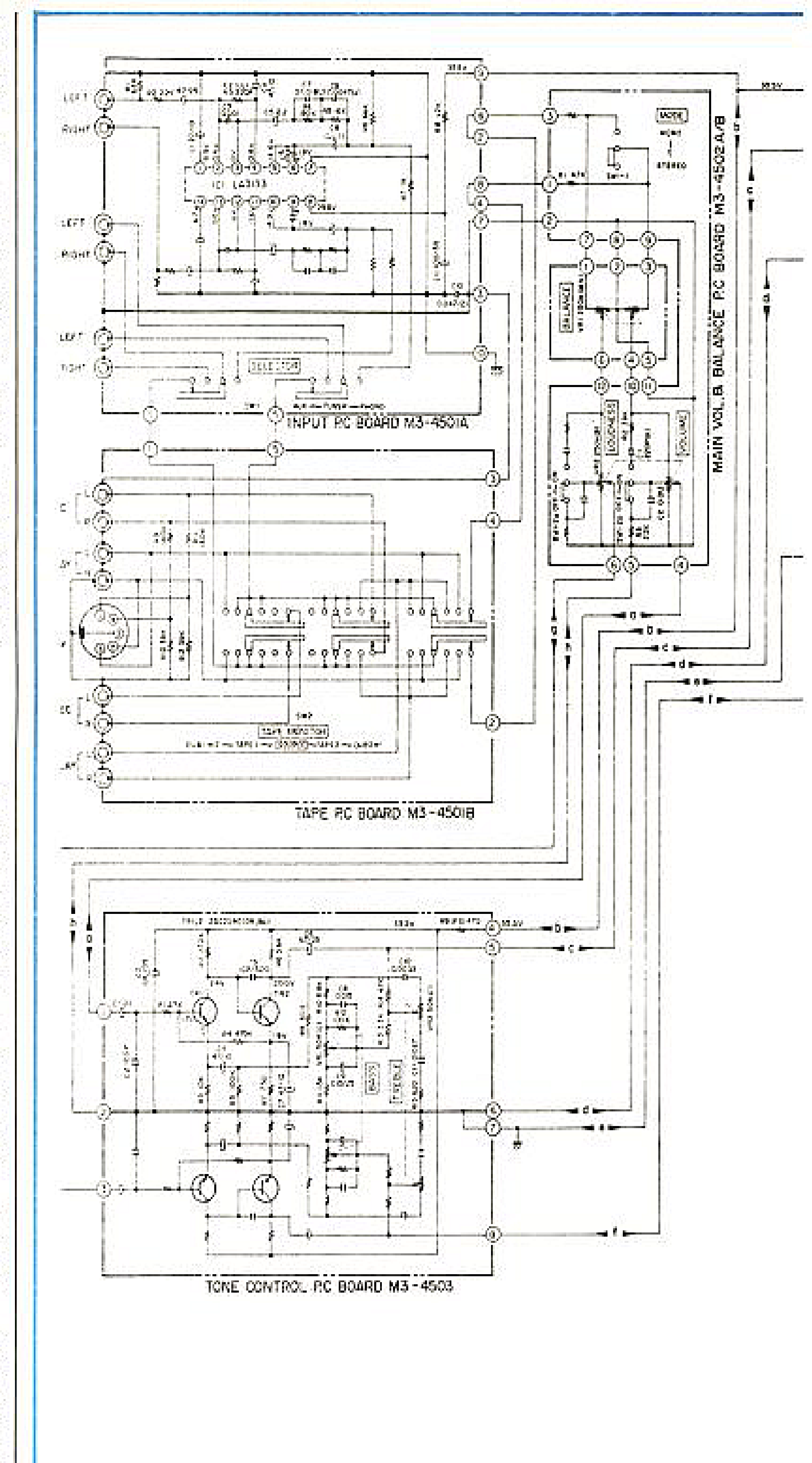
Etude du schéma

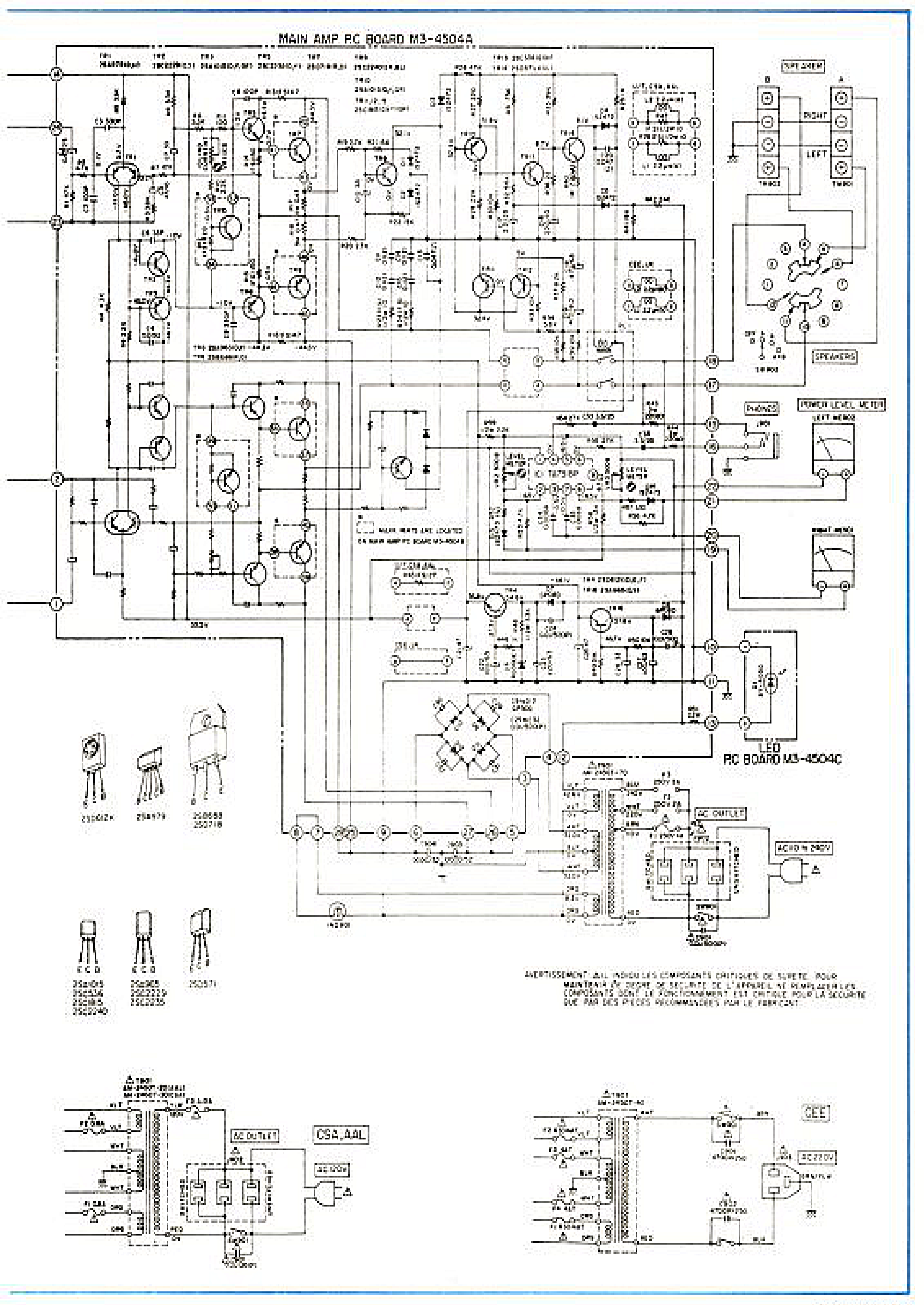
Le signal phono arrive sur un circuit intégré relativement récent, c'est un circuit intégré de fabrication japonaise. La courbe RIAA est obtenue à partir de réseaux classiques de type RC. Le circuit intégré est alimenté à partir d'une tension de 30 V, cette valeur élevée est indispensable pour obtenir une dynamique suffisante.

La tension de sortie est dirigée vers le sélecteur d'entrée. La tension de sortie du préamplificateur RIAA, mesurée bien entendu à 1 kHz, est de 150 mV, lorsqu'une tension d'entrée de 3 mV est injectée à l'entrée.

Le niveau de sortie du préampli sera donc sensiblement le même que celui des signaux admis sur les entrées dites à haut niveau, entrées tuner et auxiliaires.

Une série de commutateurs, dont vous pourrez suivre l'action si vous avez une bonne dose de patience, permet de faire passer le signal sur les magnétophones, en entrée, en sortie, on pourra aussi avec eux, faire la copie d'un appareil




MAIN AMP P.C BOARD M3-4504A
SPEAKER
B
A
RIGHT
LEFT
SPEAKERS
PHONES
POWER LEVEL METER
LED
P.C BOARD M3-4504C
AC OUTLET
AC120V
CSA,AAL
AC OUTLET
AC120V
CEE
AC220V
2SC612K
2SA979
2SD658
2SD718
2SA1015
2SC536
2SC1815
2SC2240
2SA965
2SC2229
2SC2235
2SC571
AVERTISSEMENT: ⚠ INDIQUE LES COMPOSANTS CRITIQUES DE SURETE. POUR MAINTENIR LE DEGRE DE SECURITE DE L'APPAREIL NE REMPLACER LES COMPOSANTS DONT LE FONCTIONNEMENT EST CRITIQUE POUR LA SECURITE QUE PAR DES PIECES RECOMMANDEES PAR LE FABRICANT.

à l'autre et écouter le signal de source ou de sortie d'un magnétophone.

Le signal arrive maintenant sur un commutateur de mode, mono ou stéréo qui permet de mélanger les signaux des deux voies. Nous passons alors sur le potentiomètre de balance, c'est un potentiomètre double dont la moitié des pistes est conductrice, il n'y a pas d'atténuation sur une moitié de la course, tantôt sur un canal tantôt sur l'autre.

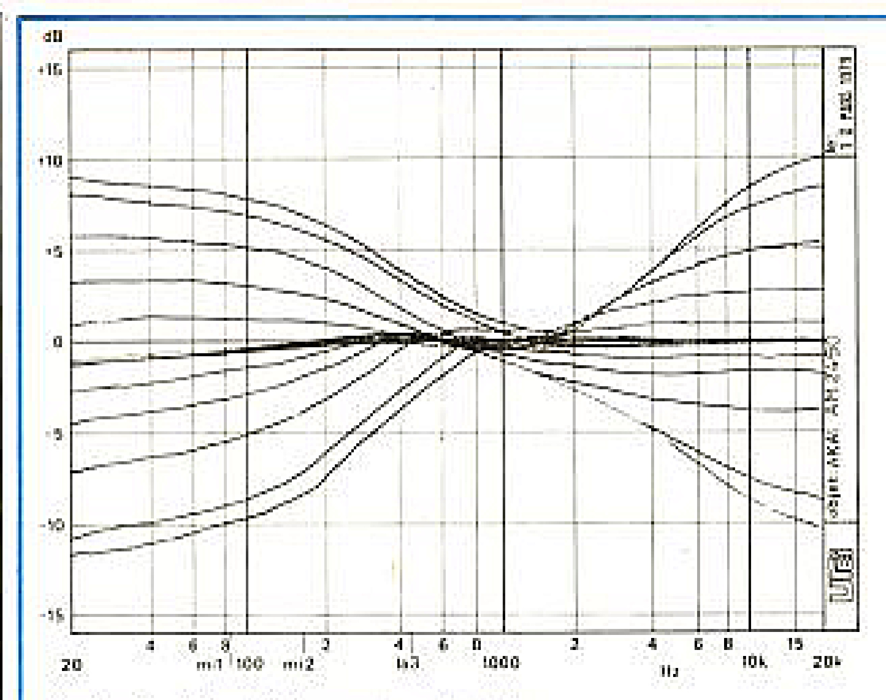
Le curseur des potentiomètres de balance est relié au point chaud du potentiomètre de volume, cette fois, nous avons un potentiomètre à point milieu, le point milieu sert à l'application progressive d'un réseau de type RC, ce réseau sert à la correction physiologique, une correction dont l'efficacité varie avec la position du potentiomètre de volume.

L'étage suivant est un correcteur de timbre, il utilise une contre-réaction se faisant sur l'émetteur de TR_1. En sortie de cet étage, le signal a été légèrement amplifié pour lui permettre d'attaquer l'amplificateur de puissance.

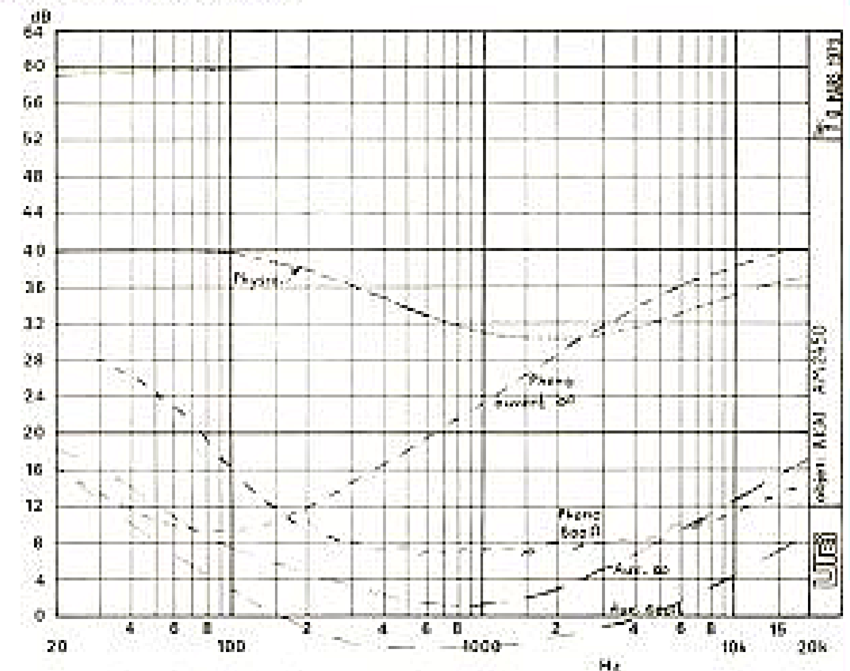
L'amplificateur de puissance est à symétrie complémentaire, il est alimenté par deux tensions, une négative, une positive et de ce fait peut passer les composantes continues.

L'étage d'entrée de cet amplificateur est différentiel, on utilise ici un transistor double, intégré sur une pastille de silicium, il est donc parfaitement symétrique. La charge de cet étage d'entrée est constituée de deux transistors montés en série, ils sont tous deux commandés par des tensions en opposition de phase. Cet amplificateur attaque le driver de la section puissance complémentaire. La stabilisation du point de fonctionnement de l'étage de puissance est assurée par un transistor monté sur le radiateur. Pour ajuster le point de fonctionnement, on joue sur la résistance variable VR_1.

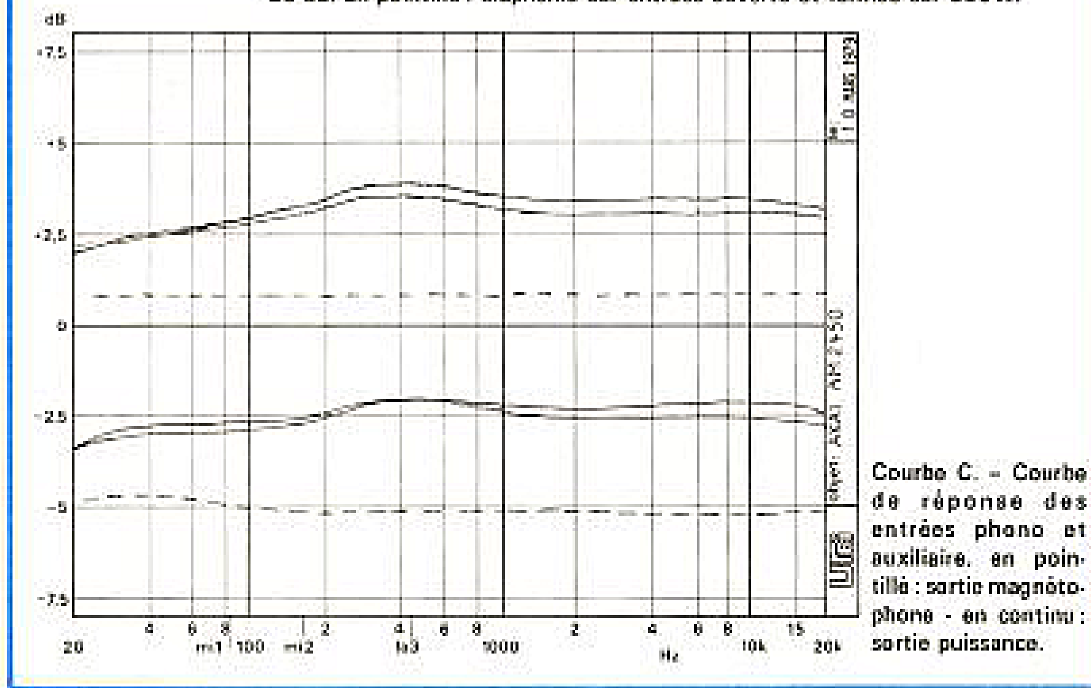
La mesure du courant débité par les transistors de sortie se fait par TR_3, ce transistor est alimenté par un réseau d'intégration faisant appel au



Courbe A. – Efficacité du correcteur de timbre.



Courbe B. – En traits pleins, correction physiologique pour une atténuation de 30 dB. En pointillé : diaphonie sur entrées ouverte et fermée sur 600 Ω.

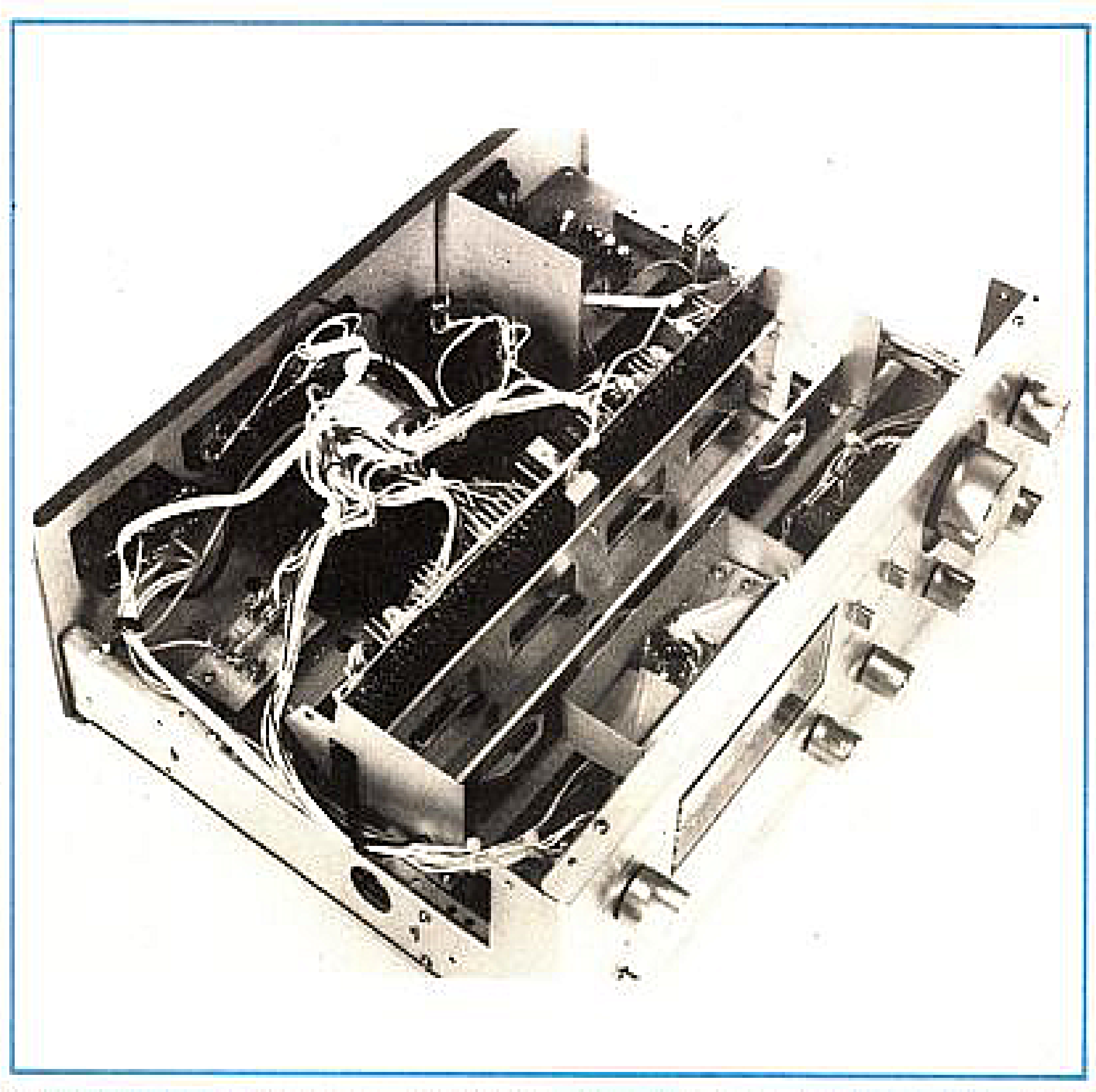


Courbe C. – Courbe de réponse des entrées phono et auxiliaire, en pointillé : sortie magnétophone - en continu : sortie puissance.

condensateur C_{16}. Il n'y a donc pas de protection vis-à-vis d'une surcharge très rapide des transistors de sortie. Le constructeur a sans doute utilisé des transistors particulièrement robustes.

Pour les alternances positives, le courant dans R_{17} commandera la conduction de TR_9. Pour les alternances négatives, ce sera dans R_{18} que se produira la chute de tension de commande. TR_9 lorsqu'il est sollicité par les résistances d'émetteur fait conduire TR_{10} qui alimente TR_{13}, qui, à son tour, va bloquer TR_{14} commandant un relais coupant la sortie de l'amplificateur. Une seconde sécurité est assurée, cette fois, il s'agit de la protection des enceintes acoustiques contre un courant continu. La détection se fait par les résistances R_{38} et R_{39} pour les deux voies, les tensions sont intégrées par C_{18} et C_{19}, si une tension continue trop forte apparaît, on commandera les transistors TR_{11} ou TR_{12} qui couperont le relais de sortie par l'intermédiaire de TR_{10}, TR_{13} et TR_{14}.

Les indicateurs de puissance sont alimentés par le circuit intégré TA 7318, il s'agit d'un circuit intégré double assurant le redressement et la conversion non linéaire à l'obtention d'une grande dynamique d'affichage sur les indicateurs de puissance.



Réalisation

L'amplificateur est alimenté par un unique transformateur, c'est un transfo ceinturé de cuivre. Les deux condensateurs chimiques sont raccordés par wrapping. Le préamplificateur RIAA est installé derrière un blindage, un commutateur situé sur le circuit imprimé est commandé par une longue tige depuis la face avant, il permet d'avoir les contacts à proximité des entrées.

L'amplificateur de puissance est disposé transversalement, un grand radiateur en U traverse l'amplificateur, le circuit imprimé est installé derrière le radiateur, quatre vis suffisent pour avoir accès au bloc amplificateur.

Si les connexions ont pu être réduites au minimum, il reste tout de même certains câbles qui se promèneront, ils sont ligaturés en faisceau.

Mesures

La puissance de sortie mesurée sur une charge de 4 Ω et à 1 000 Hz est, avec les deux canaux en service, de 60 W par canal, avant apparition de la distorsion. Un seul canal en service, la puissance de sortie est de 95 W.

Sur 8 Ω nous avons respectivement trouvé 55 et 69 W. Le taux de distorsion est situé très bas, nous avons en effet mesuré moins de 0,02 % à 1 kHz et à 40 Hz pour la puissance max, sur 8 et 4 Ω. A 10 kHz, le taux de distorsion harmonique est de moins de 0,04 % sur 4 Ω.

Le taux de distorsion par intermodulation est de 0,04 % sur 4 Ω et de 0,025 % sur 8 Ω.

La sensibilité de l'entrée auxiliaire est de 160 mV. Cette entrée directe sur potentiomètre ne se sature pas. Le rapport signal / bruit de cette entrée est de 85 dB.

L'entrée phono a une sensibilité de 2,75 mV, une tension de saturation de 160 mV. Le rapport signal/bruit est de 79 dB pour une sensibilité ramenée à l'entrée de 5 mV.

La courbe A est celle du correcteur de timbre, l'amplitude de la correction est modeste, de l'ordre de 10 dB au maximum. Nous sommes maintenant loin des 20 dB que l'on trouvait parfois.

La courbe B est celle de la correction physiologique, mesurée à – 30 dB, on trouvera aussi sur cette courbe et en pointillé les courbes de diaphonie avec entrée ouverte et fermée sur 600 Ω des entrées phono et auxiliaire. La dernière courbe est celle de réponse des entrées, ce sont des courbes montrant l'influence du correcteur de timbre. Les courbes en pointillé sont relevées directement sur les sorties magnétophones. On note ainsi une très bonne précision du correcteur RIAA et une précision moins bonne du correcteur de timbre lorsque ce dernier est au neutre.

Conclusions

Très bonnes prestations pour cet amplificateur signé Akai. Nous avons retrouvé ici les techniques de fabrication (wrapping par exemple) chères à ce constructeur. Les performances sont toujours en progrès, nous ne pouvons que souhaiter que cela continue...

E.L.

LE RAYON D'ACTION DES SATELLITES DE TELEVISION

LA radiodiffusion visuelle directe à partir d'un satellite placé sur l'orbite géostationnaire devient réalisable si la diffusion est réservée à une zone se limitant à un diamètre de 1 000 km environ, c'est-à-dire dans un cône d'angle au sommet du satellite de l'ordre de 1,5°.

Les programmes émis doivent être captés par des antennes individuelles munies de convertisseurs. L'avantage considérable obtenu de ce rayonnement par le haut consiste à concentrer une puissance relativement faible du satellite dans un cône qui peut couvrir à presque 100 % l'ensemble d'un pays comme la France.

En installant 7 satellites du même type, la couverture de l'ensemble de ce système s'étend à 7 zones linguistiques où chacune est desservie par un satellite géostationnaire diffusant 4 programmes qui lui sont transmis par une station d'émission terrienne associée comme celle de la figure 1. La bande de fréquences réservée à ces liaisons occupe 11,7 à 12,5 GHz (11 700 à 12 500 MHz).

Le satellite est une station intermédiaire qui reçoit le signal d'image à partir d'une station au sol pour le retransmettre ensuite vers les antennes de réception domestique avec une puissance suffisante pour permettre une démodulation simple avec un matériel relativement bon marché composé d'une antenne parabole de 1 m de diamètre et d'un convertisseur de fréquence et de signaux.

Nous avons toujours considéré la modulation de fréquence comme la solution la meilleure et tous nos travaux étaient consacrés à des satellites fonctionnant en simples répéteurs, appelés répéteurs transparents, où la modulation de fréquence s'effectue aussi bien dans la liaison montante que dans la liaison descendante. Le satellite assure l'amplification des signaux et leurs conversions de fréquence en transposant le multiplex des 4 canaux incidents en un autre multiplex en fréquence dans la bande imposée des 12 GHz de la liaison descendante et en introduisant au passage une amplification de l'ordre de 130 dB.

Un écart de 70 MHz s'impose dans les 4 voies de la liaison montante. Un écart de 10 MHz entre canaux homologues de satellites voisins sera probablement admis. En ce qui concerne la liaison descendante, une discrimination en fréquence de l'ordre de 10 à 15 MHz sera nécessaire.

L'antenne de réémission du satellite a une directivité qui permet de couvrir le pays considéré afin de concentrer la puissance au maximum.

En bordure d'une zone linguistique, une première protection vis-à-vis des pro-

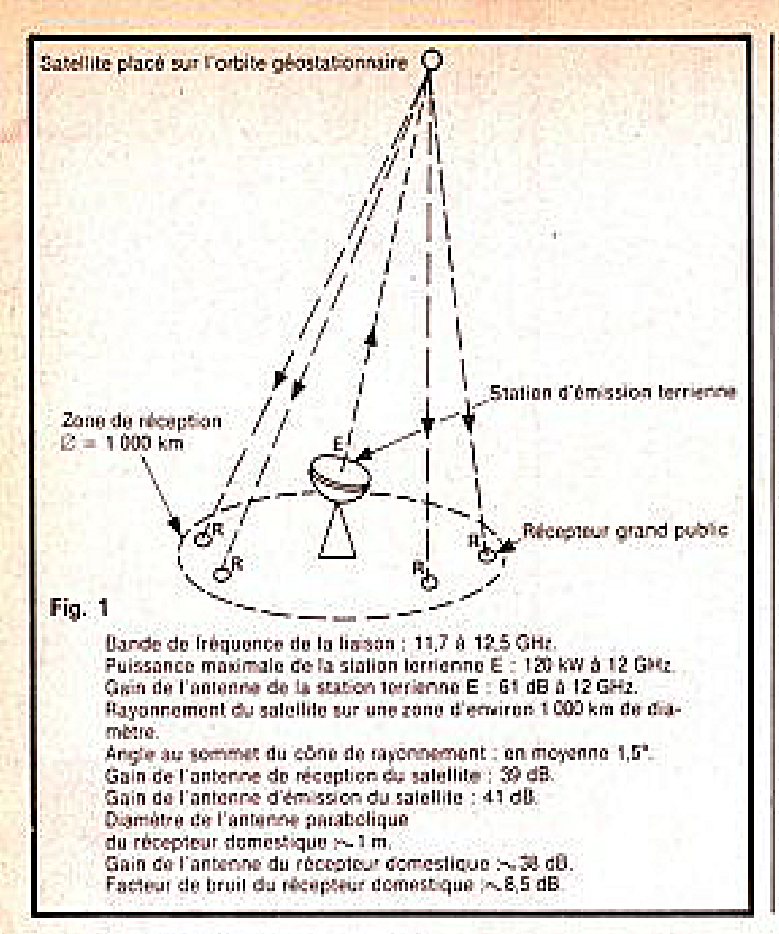


Fig. 1

Bande de fréquence de la liaison : 11,7 à 12,5 GHz.
Puissance maximale de la station terrienne E : 120 kW à 12 GHz.
Gain de l'antenne de la station terrienne E : 61 dB à 12 GHz.
Rayonnement du satellite sur une zone d'environ 1 000 km de diamètre.
Angle au sommet du cône de rayonnement : en moyenne 1,5°.
Gain de l'antenne de réception du satellite : 39 dB.
Gain de l'antenne d'émission du satellite : 41 dB.
Diamètre de l'antenne parabolique du récepteur domestique ≃ 1 m.
Gain de l'antenne du récepteur domestique ≃ 38 dB.
Facteur de bruit du récepteur domestique ≃ 8,5 dB.

grammes destinés aux zones adjacentes est assurée, par la grande directivité de l'antenne de réception. Le son associé à chaque programme est transmis par double modulation de fréquence.

Les signaux étant modulés en fréquence dans la bande des 12 GHz, le rôle du convertisseur consiste à les démoduler en vue d'une modulation normale en U.H.F. ou V.H.F. L'ensemble des 4 canaux d'une même zone doit être logeable dans l'intervale disponible entre les bandes III et IV qui occupe 240 MHz.

L'union européenne de radiodiffusion (UER) examine les résultats d'une étude pour un projet multinationel. La France a participé à cette étude par l'ORTF et le CNES.

Cette étude a été publiée dans la revue de l'U.E.R. en février 1973.

La France a acquis le droit de lancer des satellites à la conférence spatiale de Genève de juillet 1977, organisée par l'UIT (Union internationale des télécommunications).

La carte de la figure 2 a été établie par TDF à partir des décisions prises à cette conférence. Elle montre la zone que la France serait autorisée à « arroser » d'émissions de télévision directe par satellite si elle décidait de placer un tel engin sur la position orbitale qui lui a été affectée : 19 degrés ouest au-dessous de l'Equateur.

Le centre du faisceau projeté se trouve près de la ville d'Aubusson. La zone de réception facile est représentée sur la carte par la plus petite des 5 ellipses où une antenne parabolique de 90 cm de diamètre doit assurer une bonne image.

Il existe un autre projet qui concerne les possibilités du satellite allemand dont le lancement est prévu en 1983. L'ellipse de desserte de ce satellite vient jusqu'à Reims et Lyon avec une antenne parabolique de 90 cm et jusqu'à Rennes avec une antenne de 1,5 m de diamètre. Il n'est pas impossible que les Allemands « embarquent » une chaîne commerciale francophone.

La conférence de Genève a aussi délimité sur la carte la zone que chaque satellite est autorisé à desservir, une zone de forme légèrement elliptique à cause de la position du satellite au-dessus de l'Afrique.

Le feu vert a été donné pour le lancement, à la fin de 1982, d'un satellite français de télécommunications en vue d'accroître la capacité du réseau téléphonique des P et T et la capacité des nouveaux services de la téléinformatique.

Les exemples de calcul qui vont suivre s'appliquent à un satellite « géostationnaire » placé à près de 38 000 km où l'affaiblissement dans l'espace libre est de 205 dB sans compter l'affaiblissement dû aux erreurs de poin-

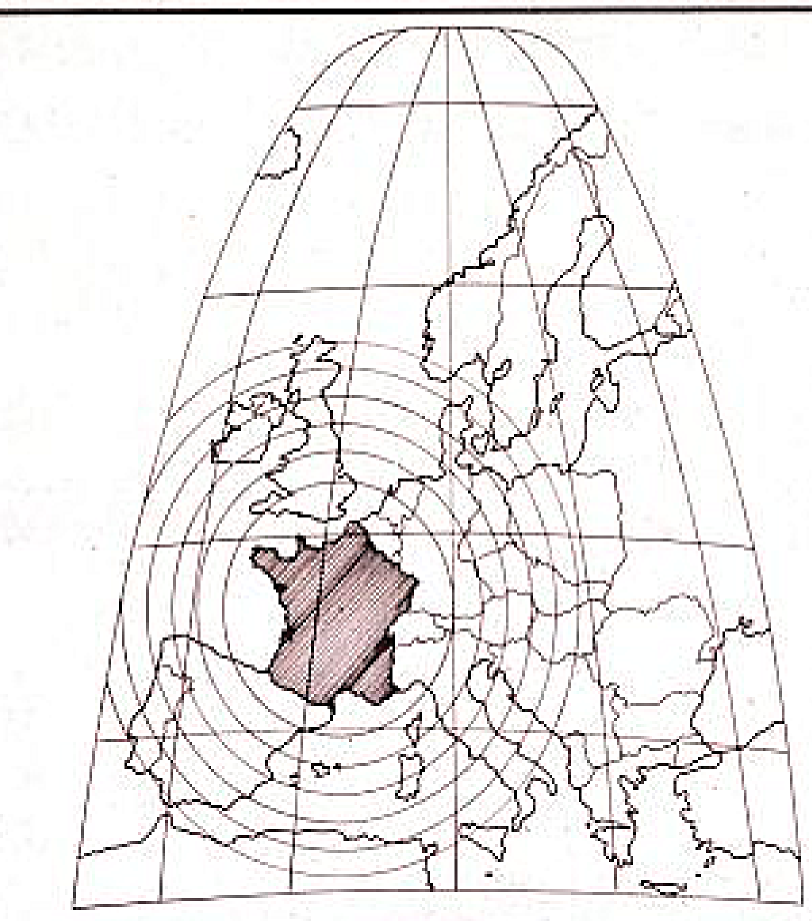


Fig. 2. – La zone qui serait couverte par le satellite « TDF 1 ». La carte ci-dessus a été établie par TDF à partir des décisions prises à la conférence spatiale de Genève de juillet 1977. Elle montre la zone que la France serait autorisée à « arroser » d'émissions de télévision directe par satellite si elle décidait de placer un tel engin sur la position orbitale qui lui a été affectée (19 degrés ouest au-dessus de l'Equateur). Le centre du faisceau projeté se trouve près de la ville d'Aubusson. On notera que ce faisceau déborde largement les frontières du territoire français. La zone de réception parfaite avec une simple adaptation des récepteurs individuels (antennes paraboliques de 90 cm de diamètre) – représenté sur la carte par la plus petite des cinq ellipses – recouvre déjà une zone de quelque 100 millions d'habitants. Avec des antennes individuelles de 1,50 m ou des antennes collectives, le rayon de réception pourrait être pratiquement double, l'image étant toutefois de moins bonne qualité à la périphérie.

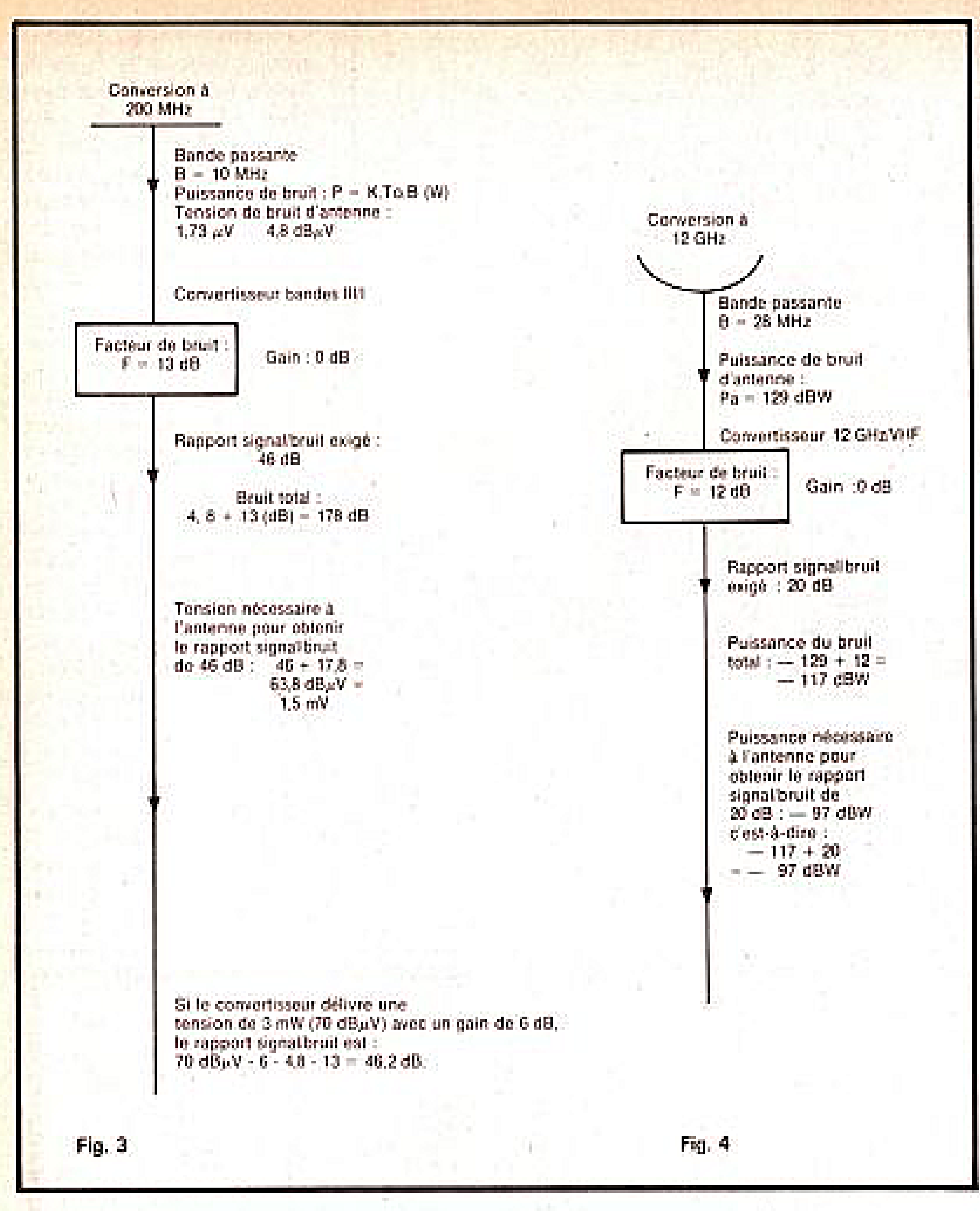


Fig. 3 Fig. 4

tage (2 dB) et l'affaiblissement atmosphérique qui par temps de pluie est de l'ordre de 3 dB.

Comme gain d'antenne côté satellite et côté récepteur au sol, nous comptons sur 40 à 42 dB. Avec un facteur de bruit maximum de 12 dB du convertisseur et un rapport signal/bruit minimum de 20 dB du récepteur de télévision, la puissance exigée du satellite est de l'ordre du kW en employant la modulation de fréquence pour l'image et le son.

Conformément aux accords conclus en 1977 à Genève, il y a possibilité d'émettre, sur un même plan orbital, 40 canaux, partagés entre huit pays, la Belgique, les Pays-Bas, le Luxembourg, l'Allemagne fédérale, la Suisse, l'Autriche, l'Italie et la France.

Méthode de calcul concernant les affaiblissements dans le trajet satellite-récepteur

L'énergie rayonnée par le satellite vers l'antenne de réception se trouve affaiblie d'abord dans l'espace libre avant l'atmosphère. Nous désignerons cet affaiblissement par A_1 (dB). Ensuite il faut compter l'affaiblissement dû à l'atmosphère que nous désignons par A_2 (dB). Il faut encore ajouter celui qui se manifeste par les erreurs de pointage A_3 (dB). L'affaiblissement total entre l'antenne du satellite et l'antenne du récepteur est donc égal à $A_1 + A_2 + A_3$. Du fait que l'antenne parabolique de réception produit un gain g_A (dB), l'affaiblissement réel devient $A_1 + A_2 + A_3 - g_A$.

L'antenne de réception est reliée au convertisseur qui transpose les Giga Hertz en Mega Hertz. La puissance de bruit inévitable de l'antenne est P_a (dBW) et le facteur de bruit du convertisseur est F d'où la somme P_a + F avec P_a et F en dBW.

Pour obtenir en modulation de fréquence un rapport signal/bruit de 20 dB à la sortie du convertisseur, il faut que la puissance à la sortie de l'antenne de réception s'élève à $P_a + F + 20\ dB = P_a'$ (dBW).

Nous connaissons donc l'affaiblissement total $A_1 + A_2 + A_3$ et l'affaiblissement réel en comptant le gain de l'antenne, c'est-à-dire $A_1 + A_2 + A_3 - g_A$ (dB).

Nous connaissons également la puissance que l'antenne de réception doit fournir pour obtenir un rapport signal/bruit de 20 dB, c'est-à-dire $P_a + F + 20$ dB.

Partant de ces données, nous pouvons calculer la puissance isotrope Pi que le satellite doit rayonner. Cette puissance $Pi = P_a + F + 20\ dB + A_1 + A_2 + A_3 - g_A$.

Etant donné que l'antenne du satellite est très directive et a un gain g_S la puissance que l'antenne doit rayonner n'est pas Pi mais $Pi - g_S$ (dBW) d'où l'équation finale P satellite $= P_a + F + 20\ dB + A_1 + A_2 + A_3 - g_S - g_A$ (dBW).

L'exemple numérique qui va suivre concerne un rapport signal/bruit de 20 dB seulement ce qui est peu. Par contre le facteur de bruit du convertisseur est de 12 dB. On fait beaucoup mieux actuellement.

Schémas simplifiés des conversions de fréquence

Compte tenu de la gamme de tensions rencontrées en VHF et UHF, il est logique de prendre une valeur de 1 microvolt comme tension de référence. Le rapport d'une tension de 1 mV à celle de référence est de 1 000 ou de 60 dB. Son niveau est de 60 dB au-dessus du microvolt, ce qui s'écrit sous la forme : 60 dBμV. Depuis longtemps on effectue des conversions Bande III en Bande I suivant le schéma de la figure 3 où l'antenne reçoit une émission 200 MHz que le convertisseur transpose en Bande I.

Si la bande passante B = 10 MHz, le bruit de l'antenne à 20 °C sera de 4,8 dBμV. Si le convertisseur a

un facteur de bruit F = 12 dB et un gain de 0 dB, le bruit total a une puissance de – 129 + 12 = – 117 dBW. La puissance nécessaire à l'antenne pour obtenir un rapport signal à bruit de 20 dB doit être : – 117 + 20 = – 97 dBW.

C'est à partir de cet exemple que nous pouvons calculer les liaisons montante et descendante d'une transmission par satellite.

Liaison montante et liaison descendante (fig. 5)

La station terrienne dispose d'une puissance toujours suffisante pour transmettre le maximum de rayonnement vers le satellite. Celui-ci doit fonctionner par contre avec une puissance de l'ordre de 1 000 W maximum et même 250 W si possible ce qui facilite sa conception et réduit son alimentation. On peut

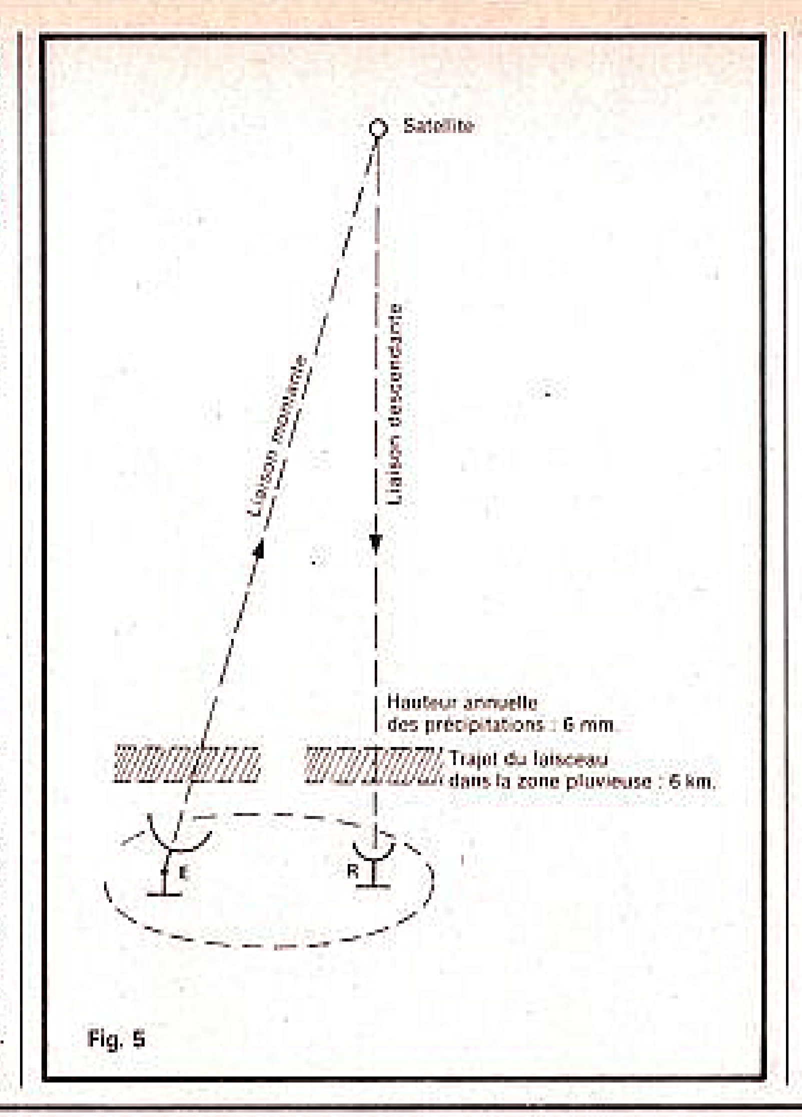


Fig. 5

schématiser la liaison descendante à l'aide de la figure 6. Dans le cas d'une bande passante de 28 MHz, la puissance de bruit à l'antenne P_a = – 129 dBW (voir sortie parabole en figure 4). Pour un facteur de bruit du convertisseur F = 12 dB, le bruit total sera : – 129 + 12 = – 117 dBW.

Pour calculer la puissance rayonnée de l'antenne du satellite nous devons d'abord chiffrer l'affaiblissement dans la liaison descendante. Les erreurs de pointage sont à considérer avec un affaiblissement de 2 dB. L'affaiblissement dans l'espace libre a été mesuré et a une valeur de l'ordre de 205 dB. L'affaiblissement atmosphérique dans le trajet du faisceau concernant la zone pluvieuse de 6 km est dans le mois le plus défavorisé de l'ordre de 3 dB comme l'indique la figure 6.

L'affaiblissement total est donc : 2 + 205 + 3 = 210 dB. Comme le gain de l'antenne de réception domestique est de 41 dB,

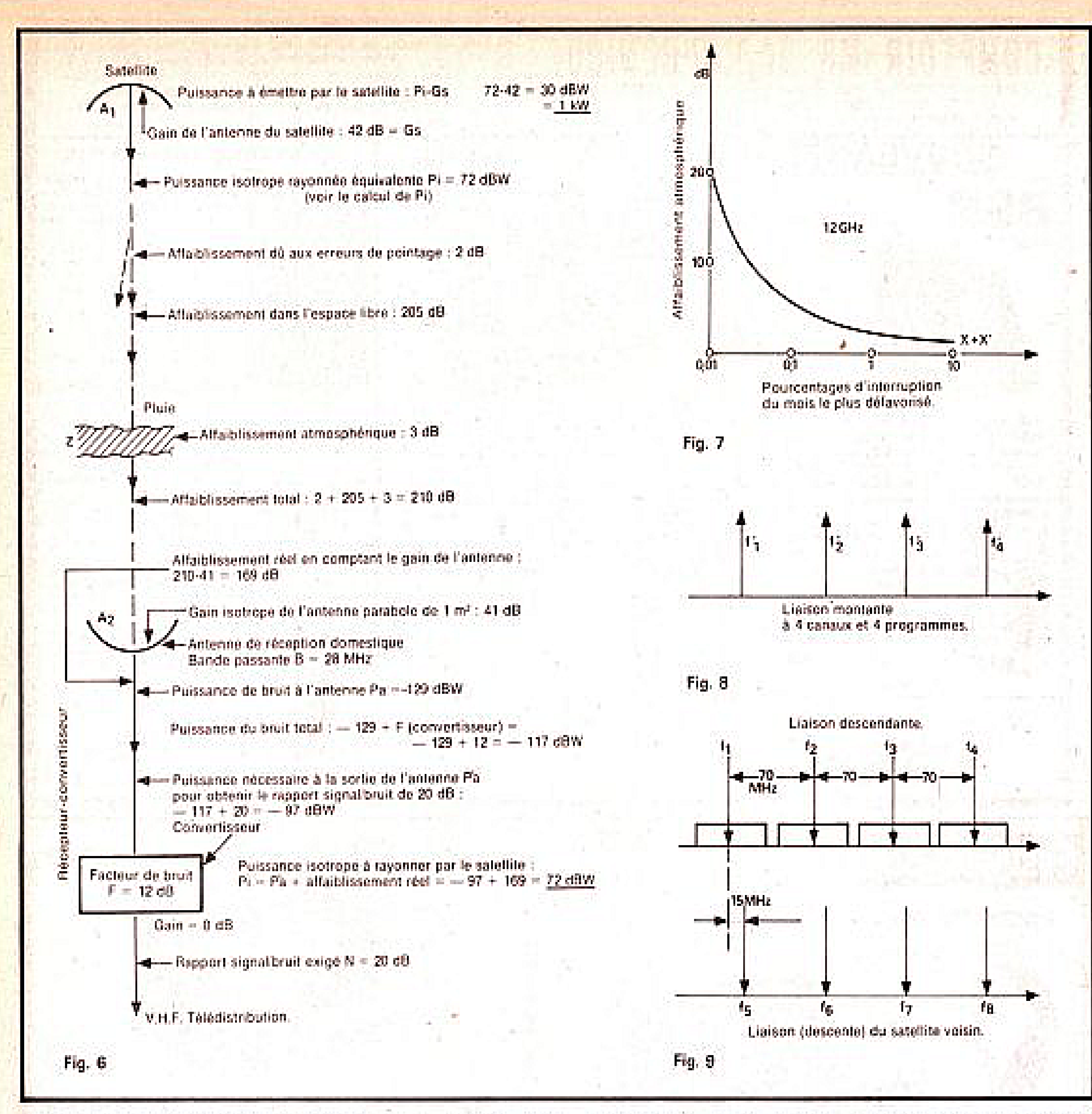


Fig. 6

Fig. 7

Fig. 8

Fig. 9

l'affaiblissement réel devient : 210 − 41 = 169 dB.

Avec un rapport signal/bruit de 20 dB nous devons obtenir une puissance à la sortie de l'antenne de réception P_a' = − 97 dBW.

La puissance rayonnée par l'antenne du satellite Pi doit être la somme − 97 + 169 = 72 dBW. Le gain de l'antenne du satellite étant de 42 dB, la puissance à émettre par le satellite se trouve réduite à : 72 − 42 = 30 dBW.

La puissance référence de 1 W est le 0 dBW, une puissance de 30 dBW par rapport à 0 dBW exprime donc une puissance de 1 000 W (10 log 1000 = 30).

Cette puissance de 1 000 W permet une probabilité de 0,999 de recevoir une image, c'est-à-dire de franchir le seuil de démodulation, et une probabilité de 0,99 que le rapport signal de luminance à bruit démodulé soit respecté. Le pourcentage d'interruption dû à la liaison descendante pendant le mois le plus défavorable de l'année à cause de la pluie est désigné par X et le pourcentage d'interruption dû à la liaison montante est désigné par X' de sorte que X + X' = 0,1 % dans la figure 7.

L'évaluation de la puissance de l'émetteur satellite nécessaire pour un système à modulation de fréquence dans la bande 12 GHz se trouve résumé dans la figure 6 où A_1 est l'antenne d'émission et A_2 l'antenne de réception. La zone pluvieuse est représentée par Z.

La liaison montante à 4 canaux et 4 programmes peut être logée dans la partie basse de la bande (fig. 8) et la liaison descendante dans la partie haute de la bande des 12 GHz (fig. 9).

Il sera possible de réduire à 500 W la puissance de l'émetteur à modulation de fréquence et même à 250 W si l'on peut accepter un rapport porteuse à bruit de 17 dB.

R. ASCHEN

TRANSISTORMETRES POUR LARGES GAMMES D'INTENSITES

CERTES, on peut calculer un montage de façon qu'il puisse accepter tout transistor dont le gain est supérieur à un minimum que le fabricant spécifie. Mais une telle spécification n'est généralement donnée que pour une certaine valeur de l'intensité de collecteur, normalement différente de celle qu'on prévoit. De plus, un fonctionnement linéaire ne sera obtenu que si le gain du transistor utilisé ne varie que peu avec l'intensité de collecteur, détail qu'on a souvent intérêt à vérifier par une mesure.

Ainsi un transistormètre n'est un appareil inutile que dans le cas où il comporte une seule gamme d'intensité. En revanche, il devient un outil très précieux, s'il permet, comme les montages décrits ci-dessous, des mesures entre 10 µA et 10 A.

Néanmoins, un tel appareil peut être à la fois peu complexe, précis et économique, si on le base sur le principe du pont de mesure : un potentiomètre à cadran gradué en valeurs de β, deux leds dont l'allumage simultané indique l'équilibre et qui précisent, par ailleurs, avec un allumage unique, le sens de déplacement que le potentiomètre demande pour l'obtention de cet équilibre.

Source à courant constant et ajustable

Le principe de fonctionnement de l'appareil est illustré par la figure 1 où le transistor à l'essai, T, reçoit un courant de base I_B par une source de courant ajustable. Lors de la mesure, on ajuste I_B de façon à obtenir la valeur nominale de l'intensité de collecteur, I_C, soit 10 mA dans le cas de l'exemple.

Si cette intensité est atteinte, la chute de tension sur R_L sera de 10 V, et, avec V_{CC} = 12 V, il reste V_{CE} = 2 V entre émetteur et collecteur de T_X. L'ajustage se fait sur la réponse d'un comparateur, qui signale « égalité » s'il perçoit des tensions égales sur ses deux entrées.

Ainsi, on mesure toujours avec des valeurs identiques de I_C et de V_{CE} quel que soit le gain de T_X. Pour connaître β, il suffit donc de déterminer I_B. Comme I_B s'obtient par commande manuelle, il suffit donc d'étalonner le cadran de cette commande en valeurs de β. Si on utilise une valeur 10 fois plus grande pour R_L, cet étalonnage reste valable si on divise ses valeurs par 10, à moins qu'on préfère une commutation sur la source de courant.

Bien entendu, on peut également adopter une valeur différente de 2 V pour la valeur nominale de V_{CE}, en modifiant

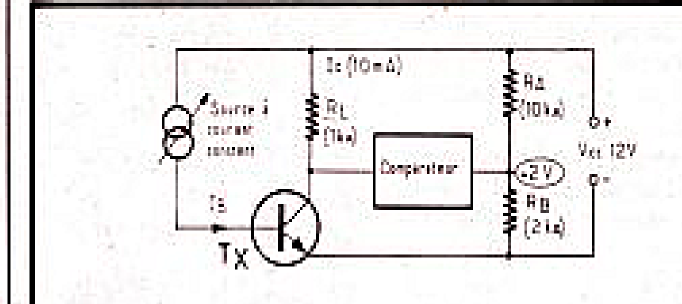


Fig. 1. – Une source à courant constant, et néanmoins ajustable, fournit au transistor à l'essai une intensité de base qui permet de déterminer son gain en courant, si le comparateur signale que les tensions sur ses deux entrées sont égales.

le diviseur R_A, R_B qui sert de source de référence au comparateur, tout en modifiant R_L en conséquence.

Utilisation d'amplificateurs opérationnels bifet

Si on veut, avec cette méthode, mesurer un gain de 1 000 avec une intensité de collecteur de 10 µA, on doit créer, de façon stable, une intensité de base de 10 nA. Cela ne paraît pas facile, mais cela l'est, pourtant, si on fait appel à des « op-amp » à entrée par transistor à effet de champ, et qui coûtent maintenant pratiquement le même prix que le 741.

Comme le montre la partie supérieure de la figure 2, un tel amplificateur (demi-pavé, puisque cela existe, économiquement, en « double op-amp ») peut créer une intensité (indépendante de la charge) ajustable entre 10 nA et 10 mA, si on prévoit une commutation pour R_5, R_7, et un ajustage continu par P_1. Ce potentiomètre a été entouré des résistances R_1, R_2, R_4 et ce de façon à obtenir une courbe d'étalonnage (fig. 3) permettant un maximum de précision de lecture par une approche à une échelle logarithmique.

Le transistor T_1 n'est, en fait, nécessaire que pour des valeurs de I_B proches de 10 mA, car l'amplificateur opérationnel ne pourrait pas fournir, à lui tout seul, cette intensité en plus de celle qui est consommée par R_5, R_7, résistances qui sont alors à commuter sur une valeur de 100 Ω.

La tension d'alimentation de l'appareil est de 2 x 12 V, avec une consommation totale voisine de 150 mA, lors d'une mesure de T_X sous I_C = 100 mA. Plus loin, on trouvera la description d'un montage impulsionnel, permettant très commodément – et avec très peu de consommation d'énergie – des mesures jusqu'à I_C = 10 A.

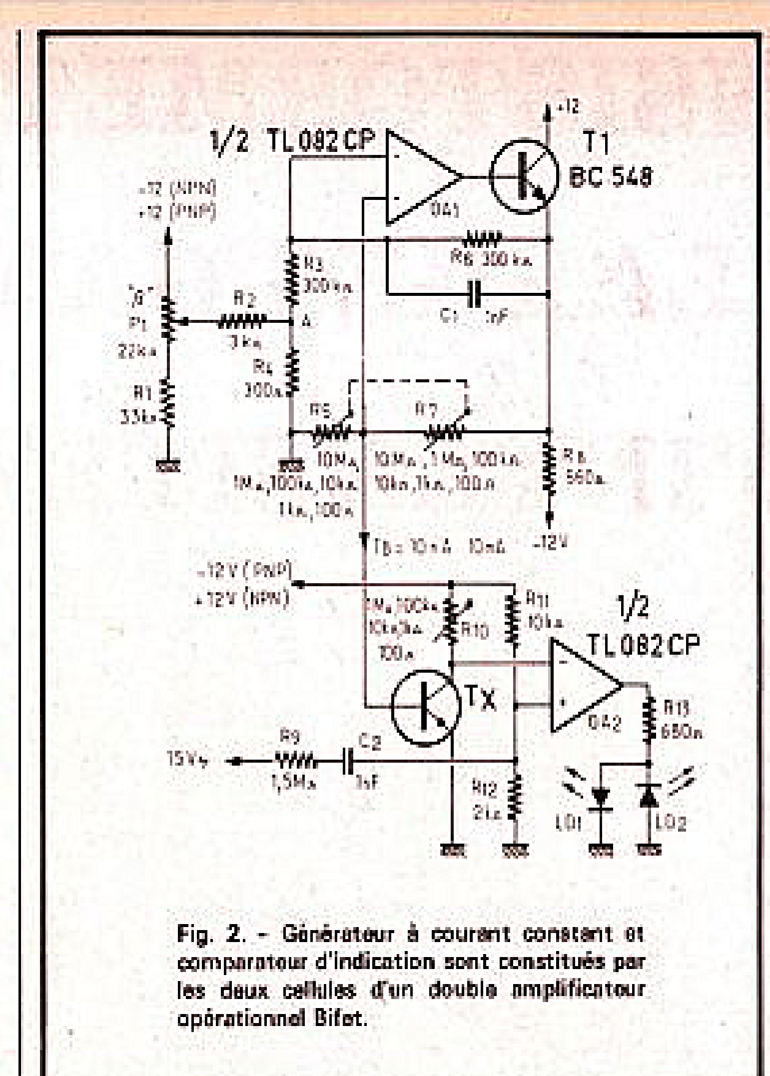


Fig. 2. – Générateur à courant constant et comparateur d'indication sont constitués par les deux cellules d'un double amplificateur opérationnel Bifet.

L'intensité I_B que fournit la source de courant de la figure 2 est positive, quand on ramène l'extrémité libre de P_1 au – 12 V, et négative, si on la ramène au + 12 V. La commutation NPN/PNP sera donc si facile à réaliser qu'il n'est même pas nécessaire de la préciser dans le schéma.

Comparateur et circuit d'indication

Dans le bas de la figure 2, on retrouve le circuit de la figure 1 avec, comme comparateur, OA_2, l'autre moitié du « double op-amp » qui équipe le montage. Cet amplificateur commande l'allumage de LD_1 tant que V_{CE} de T_X est inférieure à la tension de référence de 2 V, c'est-à-dire tant qu'il faut tourner P_1 sur une valeur plus faible de I_B. Quand on dépasse la position d'équilibre, c'est LD_2 qui s'allume.

Comme OA_2 travaille sans contre-réaction, son gain est énorme, si bien que le bruit du système suffit déjà pour provoquer un allumage quasi-simultané (c'est-à-dire un peu vacillant) des deux Leds, quand l'équilibre est très exactement atteint. On peut rendre cet affichage d'équilibre un peu plus calme et esthétique en superposant, par R_9, C_2, une très faible tension alternative, provenant du transformateur d'alimentation, à la tension continue de référence de 2 V.

Pour la commutation NPN/PNP, il suffit d'intervertir la polarité de la tension d'alimentation qu'on amène sur R_{10}, R_{11}. Si on tient à un bon confort d'utilisation, on procèdera simultanément à une commutation de la polarité des deux Leds. On pourra alors les monter de part et d'autre du cadran de P_1, et, en cas de déséquilibre on aura alors toujours, en NPN ainsi qu'en PNP, une indication sur le sens dans lequel il faut déplacer P_1.

Pour se rendre compte de la précision de l'équilibre, il suffit de prendre le boîtier de T_X entre les deux doigts d'une main, après avoir obtenu

l'équilibre. On constatera que, du fait de la variation de température ainsi introduite, et de la modification consécutive de β, la position d'équilibre se perd au bout de quelques secondes. Cela ne veut pas dire qu'il faille exploiter à tout prix la précision remarquable dont le montage est capable. Pour les besoins courants, on aura déjà une précision de mesure suffisante, si on équipe ce montage de résistances de 5 %. Il suffit, de même, de stabiliser les deux tensions d'alimentation à 5 % près.

La commutation des gammes

Contrairement à ce que semble indiquer le schéma de la figure 2, une commutation totale des résistances R_5, R_7 n'est pas nécessaire. On peut les laisser constamment entre émetteur T_1 et masse, en se contentant, comme le montre la figure 4, de commuter leur point de jonction. Dans cette figure, on obtient une même intensité nominale I_C pour deux positions consécutives du commutateur à deux sections, S_{11}, S_{12}. Cependant, la gamme de mesure est modifiée quand on passe de l'une à l'autre de ces deux positions (10 à 100 et 100 à 1 000, avec recouvrement suivant figure 3).

Bien entendu, on peut concevoir d'autres gammes, ou encore adopter des valeurs nominales de I_C différentes de celles mentionnées dans la figure 4 qui a été établie pour I_C = 10 µA, 100 µA, 1 mA, 10 mA, 100 mA. Pour cela, on doit calculer $R_L = 10\ V / I_{Cnom}$, et la valeur nominale de I_B (celle qu'on obtient quand le potentiomètre, figure 3, se trouve sur la graduation « 10 ») sera obtenue en divisant 1 V par la valeur de R_5, soit $R_5 = R_7 = 1\ V / I_{Bnom}$.

L'étalonnage de P_1 se fait en mesurant la tension entre le point A et la masse. Appelons cette tension V_A, on a $I_B = V_A / R_5$ (si $R_7 = R_5$), et $\beta = (I_{Cnom} \times R_5) / V_A$.

Source de courant impulsionnelle

Si on voulait étendre le principe décrit jusqu'à I_C = 10 A, on aurait déjà 100 W à dissiper dans R_L. Et bien entendu, on ne pourrait mesurer un transistor de puissance que si on le monte sur un radiateur. Mais si on ne fait qu'une mesure toutes les 30 ms, et ce pendant 1 ms seulement, la dissipation dans R_L n'est plus que de 3,3 W et celle dans le transistor ne pourra atteindre 1,2 W que dans le cas de déséquilibre le plus défavorable. Donc aucun danger, pour un transistor de puissance, lors d'une utilisation sans radiateur, même avec I_C = 10 A.

Bien entendu, mesurer un β = 10 à I_C = 10 A, cela demande une source impulsionnelle capable de fournir un courant de base de 1 A, indépendant de la charge. Il faut donc, comme le montre la figure 5, ajouter un double collecteur commun complémentaire (T_2 à T_5) à l'amplificateur opérationnel qui commande la source à courant constant.

Pour la commande de découpage, on utilise un transistor à effet de champ pour court-circuiter R_8 pendant toute la durée de 30 ms, pendant laquelle on veut maintenir I_B à zéro. Comme un tel transistor est bilatéral, le découpage fonctionne pour des tensions positives au point A (essai d'un PNP) tout aussi bien que pour des tensions négatives (pour un NPN), sans qu'il y ait besoin de commutation.

Le signal de découpage est produit par un autre amplificateur opérationnel, travaillant en multivibrateur. Son rapport cyclique est approximativement égal au rapport que forment les deux résistances (470 et 15 kΩ) de son circuit de contre-réaction. Lors des alternances négatives (courtes), T_1 se bloque et I_B passe de 0 à la valeur qu'imposent P_1, R_5, R_7, suivant les mêmes modalités que précédemment. Du fait du fonctionnement impulsionnel, T_4 et T_5 n'ont pas besoin de radiateur.

Indication impulsionnelle

A chaque impulsion de base, une chute de tension se produira sur la résistance de T_X, R_{10}, figure 6. Pour l'indication d'équilibre, il suffit donc de mémoriser les amplitudes correspondantes par un redressement de crête, suivi d'un fil-

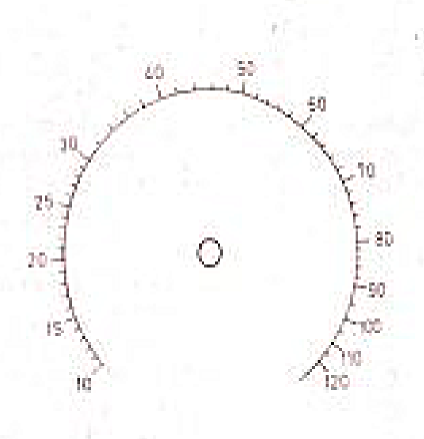


Fig. 3. - Un réseau de résistances, associé au potentiomètre d'équilibre, permet d'obtenir une échelle offrant un maximum de précision de lecture.

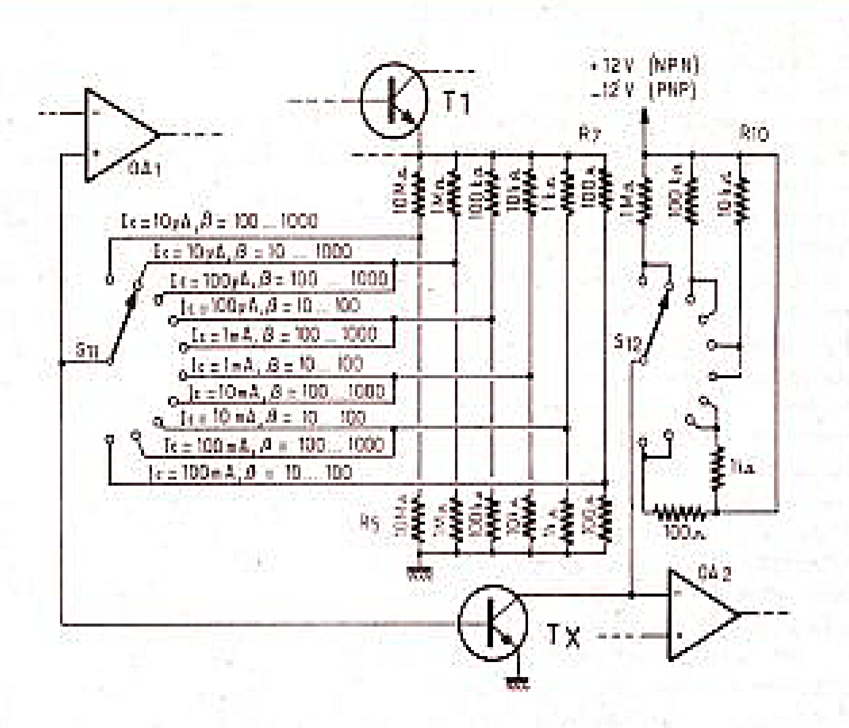


Fig. 4. - Les résistances de charge du transistor à l'essai peuvent être commutées simultanément avec les prises sur le diviseur d'intensité du générateur de courant.

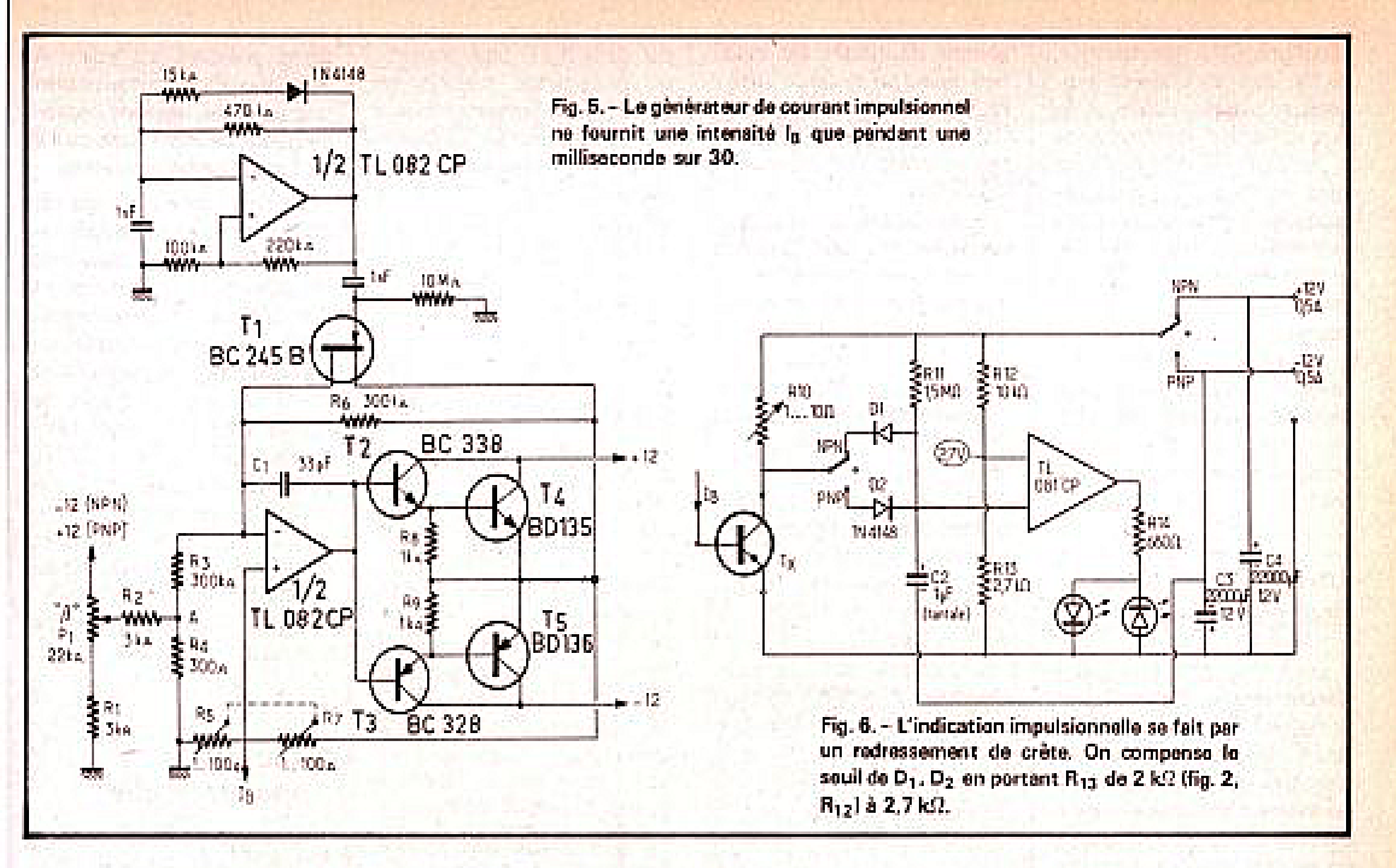


Fig. 5. – Le générateur de courant impulsionnel ne fournit une intensité I_B que pendant une milliseconde sur 30.

Fig. 6. – L'indication impulsionnelle se fait par un redressement de crête. On compense le seuil de D_1, D_2 en portant R_{13} de 2 kΩ (fig. 2, R_{12}) à 2,7 kΩ.

trage. Le condensateur utilisé pour ce filtrage, C_2, a été choisi de façon que l'ondulation résiduelle soit tout juste suffisante pour qu'on puisse éviter la nécessité d'un apport de tension alternative, comme dans la figure 2 (R_9, C_2).

Une commutation NPN/PNP est nécessaire pour les diodes du redressement de crête, ainsi que pour l'alimentation du circuit de mesure. Cette alimentation débite une intensité qui reste, en moyenne, inférieure à 0,5 A quand on mesure avec I_C = 10 A. Si on travaille effectivement avec une alimentation qui ne peut fournir plus, on doit disposer de « réservoirs » suffisamment importants pour que la tension d'alimentation ne fléchisse pas trop pendant cette milliseconde où l'intensité de 10 A est effectivement demandée. D'où les valeurs inhabituellement fortes de C_3, C_4. Bien entendu, il faut câbler le circuit avec des connexions suffisamment fortes pour éviter toute chute de tension parasite, et connecter l'alimentation du circuit de la figure 5 avant et non pas après C_3, C_4.

Pour la commutation des gammes de mesures, les indications données plus haut restent valables, et il sera facile d'adapter les données du montage à tout cas particulier. A titre d'exemple, le tableau ci-dessous indique quelques combinaisons possibles, et ce aussi pour la mesure des transistors Darlington, susceptibles de gains supérieurs à 1 000.

Possibilités de combinaison

Réunir, par commutation, en un seul montage les deux circuits de mesure continu et impulsionnel, c'est séduisant. Encore faut-il voir si c'est rationnel.

Etendre le principe de la mesure impulsionnelle jusqu'à une intensité de collecteur de 10 µA, cela posera beaucoup de problèmes de blindage et de découplage, du fait de l'impédance d'entrée élevée de la source de courant dont l'amplificateur opérationnel est alors attaqué par des résistances de 10 MΩ.

De plus, le redressement de crête sur une résistance de charge de 1 MΩ ne pourra être résolu que moyennant un amplificateur suiveur. Le nombre de gammes impliquera un commutateur avec beaucoup de positions, et néanmoins capable de supporter une intensité impulsionnelle de 10 A – encore que ce ne soit que sur l'une de ces positions qu'on en ait besoin.

Or, un bon commutateur coûte beaucoup plus cher que ces deux amplificateurs opérationnels dont on aura besoin pour réaliser, dans un même boîtier, séparément les circuits de mesure continue et impulsionnelle. En effet, P_1 peut être commun aux deux circuits ; il suffit de connecter, sans commutation, R_3 de la figure 5 sur le point A de la figure 2. Et on aura alors un transistormètre vraiment universel, permettant de vérifier toutes sortes de NPN et de PNP, et ce dans les conditions les plus diverses.

I_{Cnom} (A)	Gamme β	R_{10} (Ω)	R_5, R_7 (Ω)
1	10 ... 100	10	10
1	100 ... 1000	10	100
1	1000 ... 10000	10	1000
2	10 ... 100	5	5
2	100 ... 1000	5	50
2	1000 ... 10000	5	500
5	10 ... 100	2	2
5	100 ... 1000	2	20
5	1000 ... 10000	2	200
6,7	10 ... 100	1,5	1,5
6,7	100 ... 1000	1,5	15
6,7	1000 ... 10000	1,5	150
10	10 ... 100	1	1
10	100 ... 1000	1	10
10	1000 ... 10000	1	100

H. SCHREIBER

PHOTODIODE AVEC AMPLIFICATEUR ALIMENTATION NEGATIVE

Photo-diode avec amplificateur intégré

Généralités

IL est nécessaire dans de nombreux cas, de faire suivre une photodiode, d'un amplificateur et ce dernier doit satisfaire à certaines conditions qui ne sont pas remplies par n'importe quel amplificateur.

Le problème peut être résolu par la réalisation d'une photodiode associée à un amplificateur lui convenant parfaitement, les deux semi-conducteurs étant connectés ensemble et montés dans un même boîtier.

La photodiode TFA 1001 W de Siemens, avec amplificateur incorporé, est un CI de technologie bipolaire et délivre sur le collecteur ouvert du transistor de sortie, NPN, un courant directement proportionnel à l'éclairement.

D'autre part, sur une broche distincte, on dispose d'une tension de référence de 1,35 V stabilisée.

Applications

Il est évident qu'un dispositif comme le TFA 1001 W, pourra rendre de nombreux services dans toutes sortes d'applications optoélectroniques dans les domaines de la photographie, du cinéma de la commande automatique industrielle, etc.

En voici quelques-unes :
Posemètres,
commande automatique de temps d'exposition et de diaphragme pour appareils photographiques,
régulateurs d'éclairage,
flashs électroniques,
commande optique de poursuite pour automatismes,
détecteurs de fumée,
photocoupleurs linéaires,
commande automatique de diaphragme de caméra de cinéma,
convertisseurs lumière-fréquence,
détecteurs de passage et de proximité,
interrupteurs de fin de course.

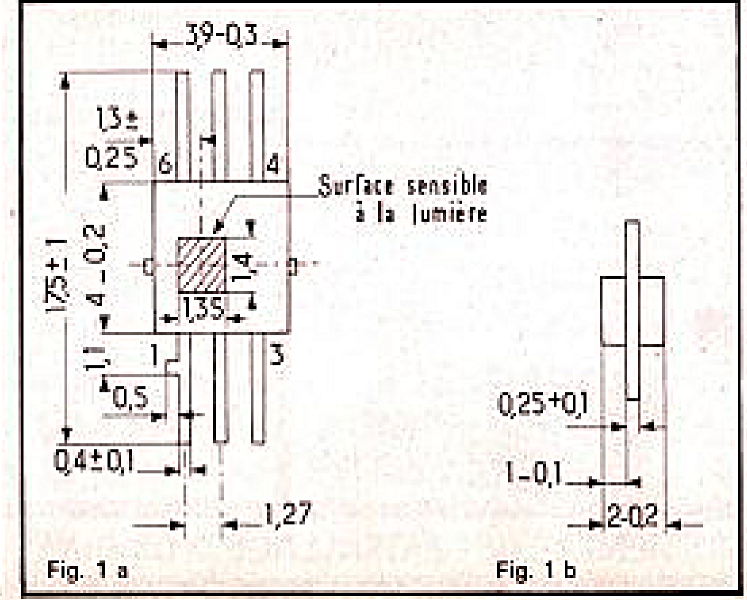
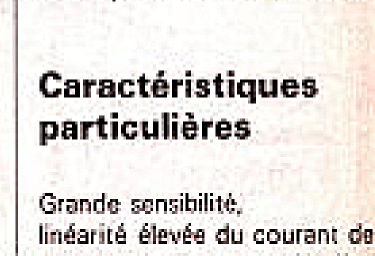


Fig. 1 a

Fig. 1 b



Caractéristiques particulières

Grande sensibilité,
linéarité élevée du courant de sortie en fonction de la lumière reçue,
sensibilité spectrale avantageuse,
faible consommation de courant,

large plage de commande (éclairement variant dans un rapport de 1 à 10^5)
plage de tension de fonctionnement étendue.

Présentation et schéma de principe

A la figure 1 on donne l'aspect du TFA 1001 W, vu de face, où apparaît la fenêtre constituant la surface sensible à la lumière. On peut voir que ce CI possède un boîtier rectangulaire à six broches dont les dimensions sont indiquées en A et B. Le C.I. est vu de face en A et de profil en B.

Le brochage est indiqué à la figure 2. Lorsqu'on regarde le composant avec la surface sensible vers le haut, les broches sont :
Broche 1 et 2 : compensation de fréquence.
Broche 3 : tension $-U_s$
Broche 4 : tension U_{stab} = tension stabilisée.
Broche 5 : tension $+U_s$
Broche 6 : sortie (ouverte).

Précisons que U_s est la tension unique d'alimentation et que la broche 3, $-U_s$ doit être mise généralement à la ligne de masse.

A la figure 3 on donne le schéma de principe de ce composant, avec les broches dans leur ordre réel, comme dans la figure précédente. La broche 1 est indiquée et la broche 3 est repérable par l'indication « masse ».

On peut voir que la photodiode, recevant la lumière, fournit le signal électrique d'attaque de l'amplificateur A aux entrées, à gauche.

Une source à diode zener fournit la tension stabilisée au point 6. Elle est connectée entre les points 5 ($+U_s$) et 6.

Les deux points de compensation de l'amplificateur opérationnel A sont connectés aux broches 1 et 2 et le négatif de son alimentation $-U_s$ au point 3 du boîtier.

La sortie de l'amplificateur est reliée intérieurement, à la base du transistor T + NPN. L'émetteur de ce transistor est connecté à la borne $-U_s$, broche 3 de masse.

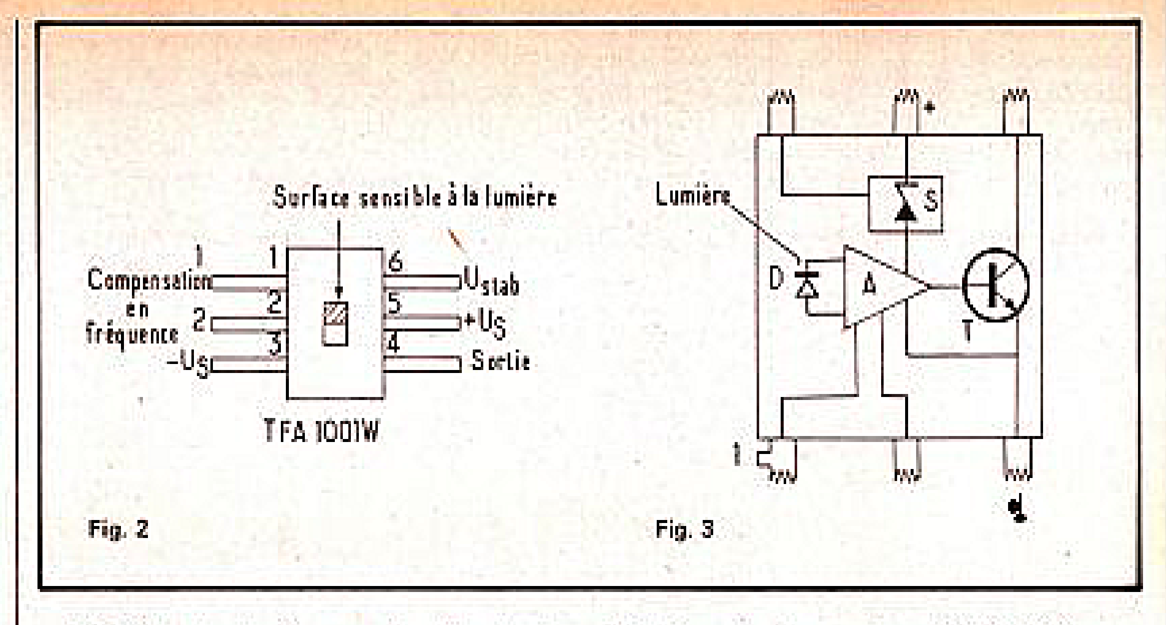


Fig. 2

Fig. 3

Enfin à la broche 4, on a accès au collecteur du transistor. Pour éviter l'échauffement, le collecteur est « ouvert », ce qui signifie que la charge devra être connectée à l'extérieur du boîtier et celui-ci ne sera pas chauffé par celle-ci.

Le courant photo-électrique

Le courant de sortie étant désigné par I_Q, il varie en fonction de l'éclairement d'après les indications de la figure 4.

En ordonnées on a inscrit le courant I_Q de collecteur du transistor T, en micro-ampère depuis 10^{-1} (= 0,1 µA) jusqu'à 10^5, c'est-à-dire 0,1 mA.

En abscisses, l'éclairement est en lux, depuis 10^{-2} (0,01) jusqu'à 10^4 (10 000 lux).

Comme les deux échelles sont logarithmiques, la courbe est linéaire ainsi qu'il a été dit plus haut. A noter toutefois que vers les petites valeurs du courant et de l'éclairement, il est nécessaire de procéder à un ajustage à effectuer par un dispositif externe, pour obtenir une linéarité totale.

Le C.I. comme convertisseur courant à lumière

Le TFA 1001 W peut fonctionner sur des tensions d'alimentation différentes, par exemple sur 2,5 à 15 V ou sur 1,2 à 1,5 V.

A la figure 5, on indique en (A) le fonctionnement sous 2,5 à 15 V. La tension $+U_s$ est connectée à la broche 5, tandis qu'en fonctionnement à basse tension, U_s = 1,2 à 1,5 V, le branchement sur + alimentation est fait à la broche 6 ((B) figure 5).

Dans les deux cas, la sortie est à la broche 4, le courant étant I_Q.

En (c) de la même figure, on donne le schéma de montage convenant au cas où les éclairements sont particulièrement faibles. La tension U_s de 1,25 à 15 V, donc, dans la gamme la plus large, est connectée au point 5. Eclairements jusqu'à 0,01 lux.

Caractéristiques		Limite inf. B	Type	Limite sup. A	Unité
Tension d'alimentation	U_s	2,5		15	V
Consommation de courant avec E_V = 0 lx	I_s			1	mA
Température ambiante	T_{amb}	− 10		70	°C
Eclairement	E_V	0		5 000	lx
Sensibilité dans la plage de E_V = 1 lx à 1 000 lx	S	2,5	5	7,5	µA/Lx
Courant de sortie avec					
E_V = 0,05 lx	I_Q		0,25		µA
= 1 lx	I_Q	2,5	5	7,5	µA
= 1000 Lx	I_Q	2,5	5	7,5	mA
= 5000 lx	I_Q		25		mA
Tension stabilisée à la broche 6	U_{stab}	1,2	1,35	1,5	V
Stabilité de la tension stabilisée U_{stab} par rapport à la tension d'alimentation	$\Delta U_{stab}/\Delta U_s$	2			mV/V
Stabilité de la tension stabilisée U_{stab} par rapport à la température ambiante	ΔU_{stab}	ΔT_{amb}	− 0,3		mV/°C

Tableau I

Le point 6 est relié à un potentiomètre R_1 de 10 kΩ dont l'autre extrémité est à la masse. Le curseur de R_1 est relié par R_2 de 10 MΩ au point 2 du CI.

Grâce à ce montage (voir aussi la courbe de la figure 4) il sera possible de procéder à l'ajustage du courant en réglant R_1. On pourra aussi rendre la caractéristique encore plus linéaire en ajustant un courant d'obscurité d'environ 5 nA.

Comportement dynamique

Le montage convenant au régime dynamique est donné en (D) de la figure 5. Des condensateurs C_1 et C_2 sont connectés aux broches de compensation 1 et 2. La tension U_s est appliquée en 5 et le courant de sortie est toujours disponible par la broche 4. A la figure 6, on donne trois courbes représentant la variation de l'amortissement A,

$$A = \frac{I_Q}{I_Q\,(f = 0)}$$

en fonction de la fréquence f. A est le rapport de I_Q pour f quelconque à I_Q pour f = 0 (continu). Ce rapport est exprimé en décibels (en ordonnées).

On peut voir que A passe du niveau – 25 dB au niveau + 5 dB sans couplage de condensateur. Il y a chute à partir de f = 5 kHz.

Si les condensateurs C_1 = 2,2 nF et C_2 = 0 (pas de condensateur C_2) sont montés il y a chute de niveau à partir de f = 1 500 Hz. Si C_1 = 2,2 nF et C_2 = 10 nF, la chute commence à 1 000 Hz environ. La limite extrême de f est sur la figure 6.

Caractéristiques diverses

La sensibilité spectrale relative $S_{rel.}$ est indiquée en pourcentage, en ordonnées à la figure 7, avec la longueur d'onde λ de la lumière appliquée, en abscisses.

λ est en nanomètres.

A remarquer qu'à λ = 400 nm, on a une sensibilité spectrale relative de 30 %. Le maximum, 100 % est à λ = 700 nm. A λ = 900 nm, la sensibilité n'est que de 5 % environ. Il y a donc intérêt à choisir la longueur d'onde λ, la plus favorable dans les applications de ce composant optoélectronique. La température ambiante a une influence relativement réduite sur le courant I_Q réel comme on peut le voir à la figure 8.

La courbe donne I_Q réel en fonction de la température ambiante $T_{amb.}$. Lorsque celle-ci varie de – 20 °C à + 100 °C, I_Q varie de 0,92 mA à 1,13 mA environ. Cette variation est toutefois donnée pour une variation de température considérable, ce qui est rare dans les applications courantes.

Une autre caractéristique importante est la variation du courant de sortie I_s lorsque la tension d'alimentation est sujette à variations.

On donne à la figure 9,

$$\frac{I_s}{I_s\,(3{,}5\ V)} = f\,(U_s)$$

c'est-à-dire le rapport de I_s quelconque à I_s pour U_s = 3,5 V, ce rapport étant indiqué en pourcentage. On remarquera la forme presque rectangulaire de la courbe. En effet, f (U_s) varie de 0 à 100 °C lorsque U_s = 0,6 V environ.

A partir de cette valeur de U_s, la variation de f est linéaire et assez lente car lorsque U_s =

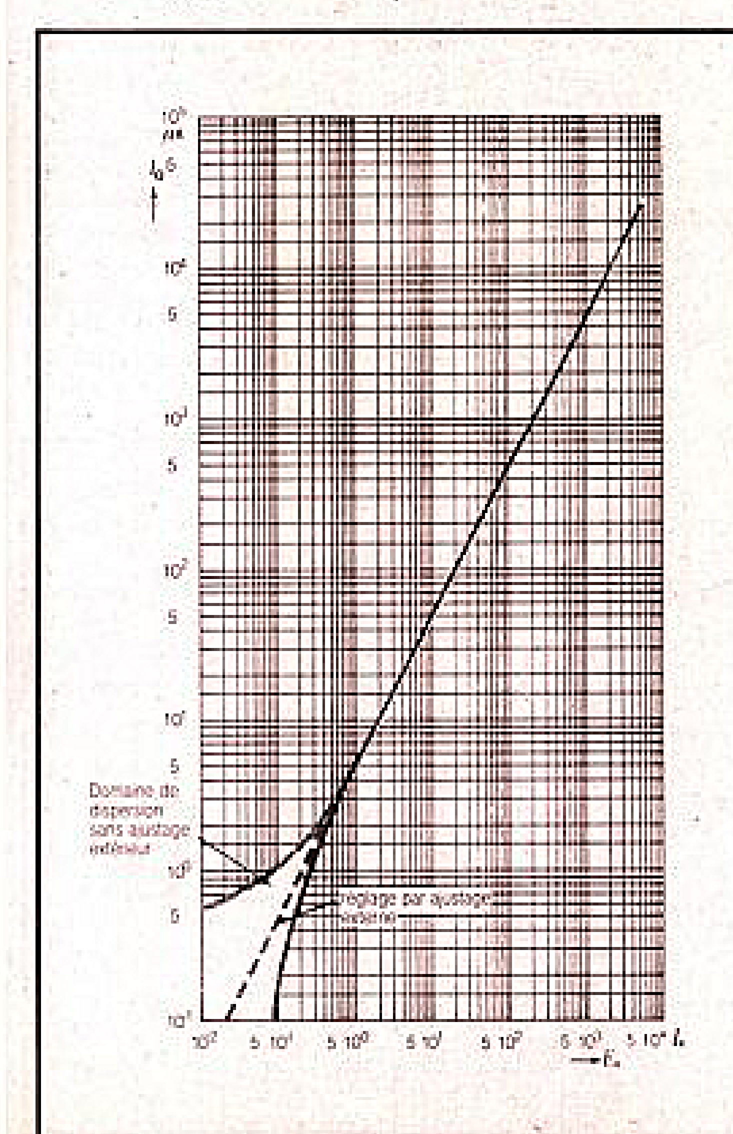


Fig. 4

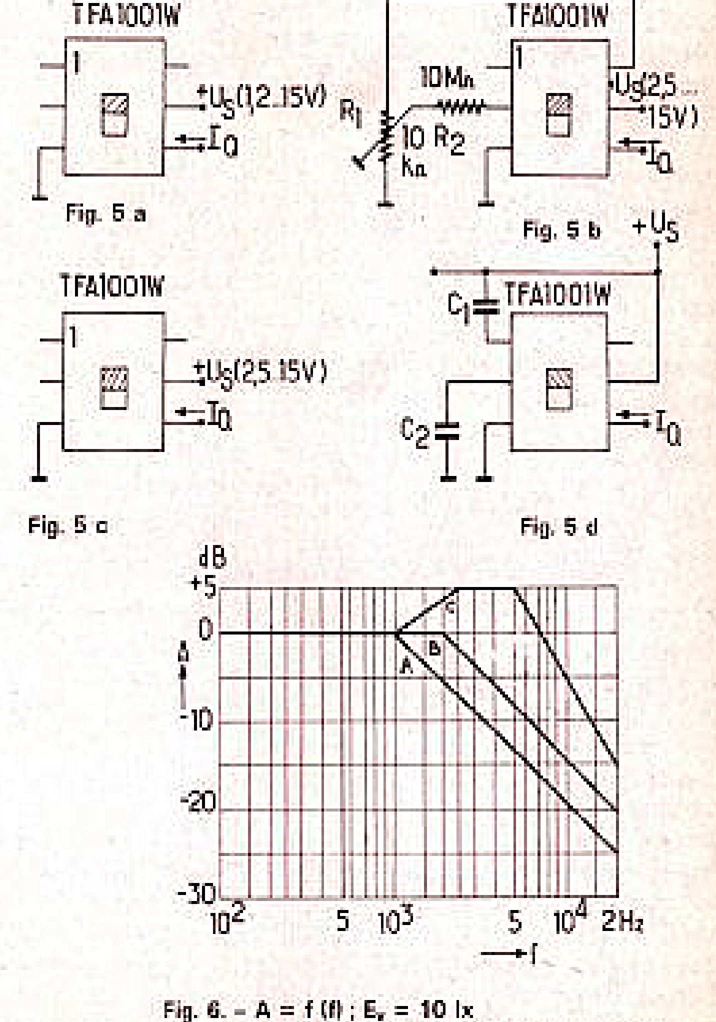
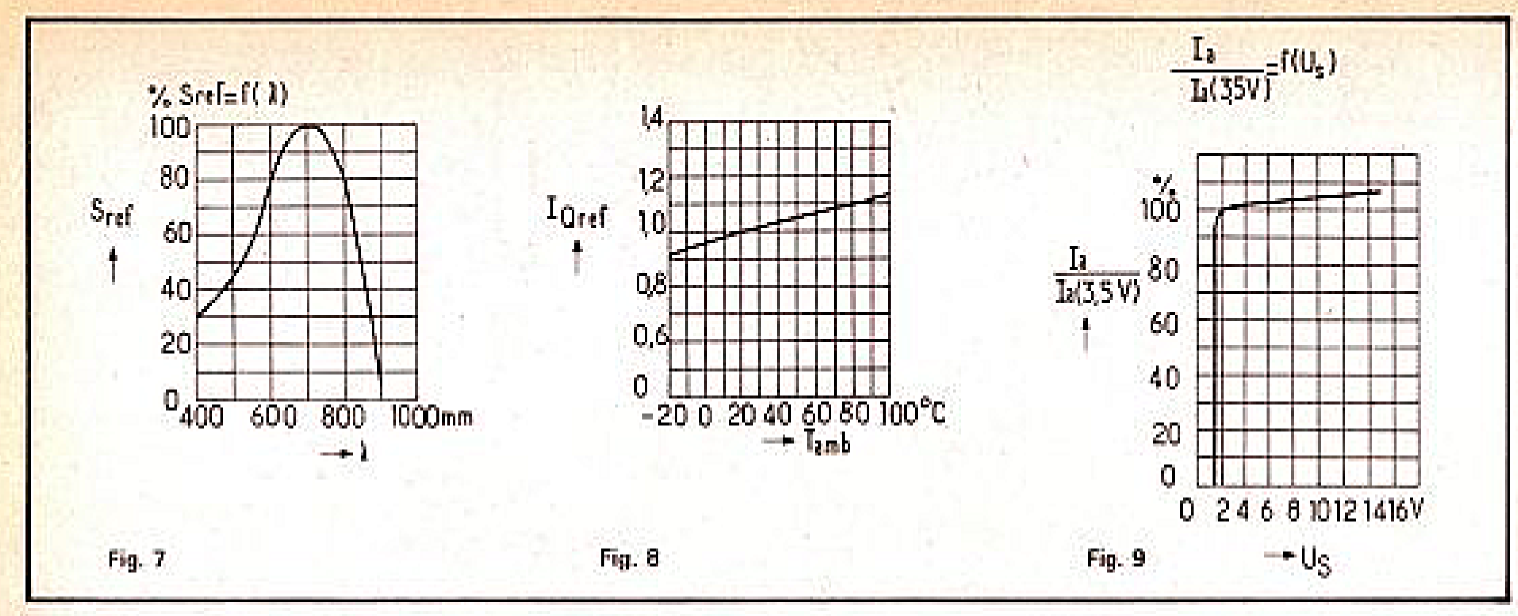


Fig. 6. – A = f (f) ; E_v = 10 lx
Courbe A : C_1 = 2,2 nF ; C_2 = 10 nF
Courbe B : C_1 = 2,2 nF ; C_2 = 0
Courbe C : sans couplage de condensateur



15 V, le rapport est de 107 % environ, ce qui est très satisfaisant, car même une alimentation non régulée ne varie pas de 2 V à 15 V, sauf cas très particuliers.

Applications de la photo-diode et amplificateurs

Nous allons donner ci-après quelques applications proposées par le fabricant du TFA 1001 W. Elles se rapportent en général à des montages usuels en photo, cinéma. Un convertisseur lumière à fréquence est également décrit. Ces montages sont théoriques.

Application 1. Détecteur de seuil simple

Le montage comprend le composant optoélectronique et un amplificateur opérationnel (AOP) du type 30453 qui doit être disponible actuellement (voir fig. 10).

Le TFA est monté normalement. Le signal de sortie de la broche 4 est transmis au point 3 (entrée inverseuse désignée aussi par –) du AOP.

La tension de référence du point 6 du TF, de 1,35 V, est transmise par R_1 à l'entrée non inverseuse 2 du AOP où la tension est U_1 grâce au diviseur de tension $R_1 - R_2$. A l'entrée inverseuse la tension est U_C. Ce CI est alimenté sur une seule source U_s, la même que celle du TF, par les points 1 (+) et 4 (–).

La sortie est au point 5 avec la charge R_L reliée à U_s. R_L peut être une Led, une résistance, une luciolle etc.

Ce montage, utilisable par exemple dans des appareils photo est un détecteur de seuil. Il permet de commuter le diaphragme ou pour afficher l'éclairement.

Le 50453 sert de comparateur. Il a à l'entrée un transistor PNP et peut fonctionner sur U_s très faible. A la sortie 4, le courant commun commutable peut atteindre 70 mA. A défaut de 50453, on pourra utiliser un autre AOP pouvant fonctionner avec des tensions d'entrée très faibles. Ce montage est insensible aux variations de U_s.

Commande du temps d'exposition et de l'observation

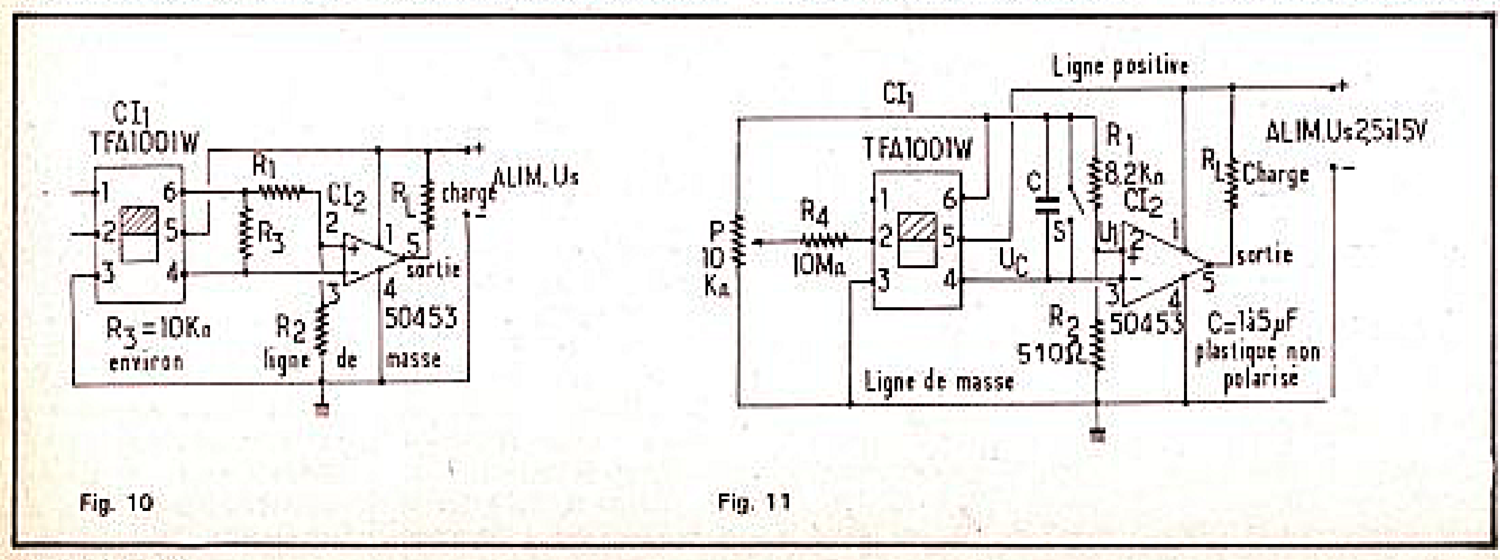
Le schéma de l'appareil est donné à la figure 11. Il s'agit d'une commande temps-lumière pouvant être utilisée dans de nombreuses applications, par exemple pour la commande de l'obturation des appareils photographiques ou pour la commande du temps d'exposition dans les appareils photo agrandisseurs. La variation de la tension d'alimentation n'a pas d'influence sur le fonctionnement de cette commande. Cette tension peut être choisie entre 2,5 et 15 V.

Remarquons que ce montage est analogue à celui de la figure précédente, avec les valeurs suivantes des éléments : R_1 = 8,2 kΩ, R_2 = 510 Ω, P = 10 kΩ, R_4 = 10 MΩ, C = 1 à 5 μF.

Entre les points 6 et 4 de sortie de CI-1 on a disposé le condensateur C avec un interrupteur S en shunt. La liaison se fait par R_1, avec l'entrée non inverseuse 2 de CI-2 dont la polarisation est régulée car R_1 est connectée à la borne de la tension de référence de 1,35 V.

A la sortie de CI-2, point 5, on trouve la charge R_L. Pendant la plus grande partie de la durée d'exposition, le courant d'entrée du comparateur CI-2, ne joue aucun rôle, le transistor d'entrée correspondant au point 2 restant complètement bloqué.

Il est possible d'étendre la



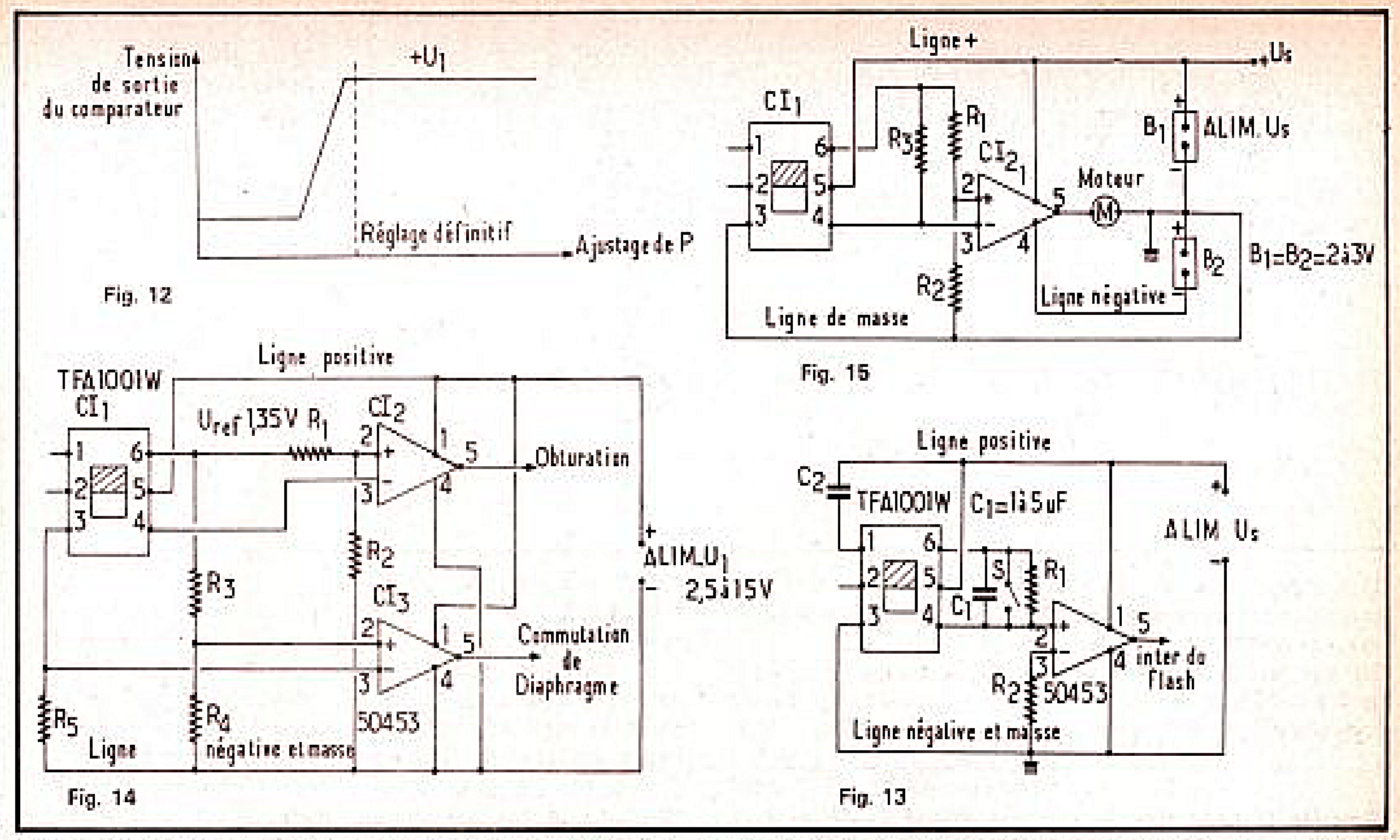


Fig. 12

Fig. 14

Fig. 15

Fig. 13

plage de fonctionnement vers les faibles valeurs d'éclairement à l'aide du réglage effectué avec le potentiomètre P de 10 kΩ.

Dès que l'on ouvre l'interrupteur S, le condensateur C se charge par le point 4 de CI-1. Si la tension U_c aux bornes de C reste inférieure à la tension de référence U_1, dérivée de U_{ref} et définie par R_1 et R_2 constituant un diviseur de tension, le comparateur s'enclenche.

Le rapport éclairement/temps est défini par la capacité de C. Un réglage fin est possible avec U_1 mais cette tension ne doit pas être inférieure à 0,4 V.

Reste à considérer le courant d'obscurité. Il peut être réglé avec P. A cet effet, on enlèvera le condensateur C, on agira sur le potentiomètre de manière à ce que la sortie du comparateur, point 5 de CI-2, soit à peine bloquée. Cela fait, le condensateur sera remis en place. Voir la figure 12.

Commande de flash électronique

Le schéma de principe de la figure 13 permet de voir comment il serait possible d'établir une commande de flash électronique. Les valeurs de R_1 et R_2 sont celles de la figure 11, et on remarquera le condensateur de 2 nF, monté entre le point de compensation 1 et le point 5 de branchement au + U_s. On connectera la sortie 5 de CI-2 à l'interrupteur du flash électronique. L'éclairement du photo-transistor ne devra pas dépasser 5 000 lux. S'il y a dépassement, utiliser un filtre gris. Pour commander de faibles durées, disposer le condensateur C_2 comme indiqué sur le schéma.

Commande combinée de temps d'exposition et de diaphragme

Ce montage est représenté à la figure 14 et peut fonctionner sur des tensions d'alimentation comprises entre 2,5 V et 15 V. Un deuxième comparateur CI-3 est disposé à la suite du circuit optoélectronique CI-1.

Les deux comparateurs sont montés de manière analogue, avec, $R_3 = R_1$ et $R_4 = R_2$. Le point 3 de CI-1 est relié à la masse par R_5. On pourra alors se servir de CI-2 pour la commande de l'obturation et de CI-3 pour la commande de commutation du diaphragme. L'information nécessaire à cette commutation est tirée du courant total du CI photosensible, par chute de tension sur R_5. Remarquons en effet que l'entrée inverseuse de CI-2 est reliée au point 4 de CI-1, tandis que l'entrée inverseuse de CI-3 est reliée au point 3 de CI-1 et à R_5.

Commande de recherche de diaphragme pour caméras de cinéma

Des suggestions sur une commande de ce genre sont données à la figure 15. Ce dispositif analogue à ceux décrits précédemment, présente comme particularité le montage de la sortie 5 de CI-2, le comparateur, celui-ci est relié directement au secteur.

L'amplificateur opérationnel compare la chute de tension, produite par le courant photoélectrique sur R_3, à une tension de référence dérivée de la tension stabilisée U_{ref} = 1,35 et règle le diaphragme avec le moteur M.

Convertisseur lumière fréquence

Il s'agit du montage simple de la figure 16, n'utilisant que le CI optoélectronique TFA 1001 W et une diode. Le point de référence 2 est connecté par un condensateur C au point 4 et à la résistance de 100 Ω en série avec la diode, montée en sens direct. La tension de référence n'est pas utilisée. C'est la valeur de C qui détermine le rapport de conversion lumière/fréquence.

Le signal de sortie a une amplitude de 0,3 V environ et ne doit être que faiblement chargé, 50 kΩ minimum pour R_L. Il y a peu d'influence sur la fréquence, si la tension d'alimentation varie, mais par contre, elle augmente avec la température. La plage dynamique du circuit est de 4 à 5 décades. La tension, à la fréquence f est U_D et elle est obtenue au point 4 du CI optoélectronique.

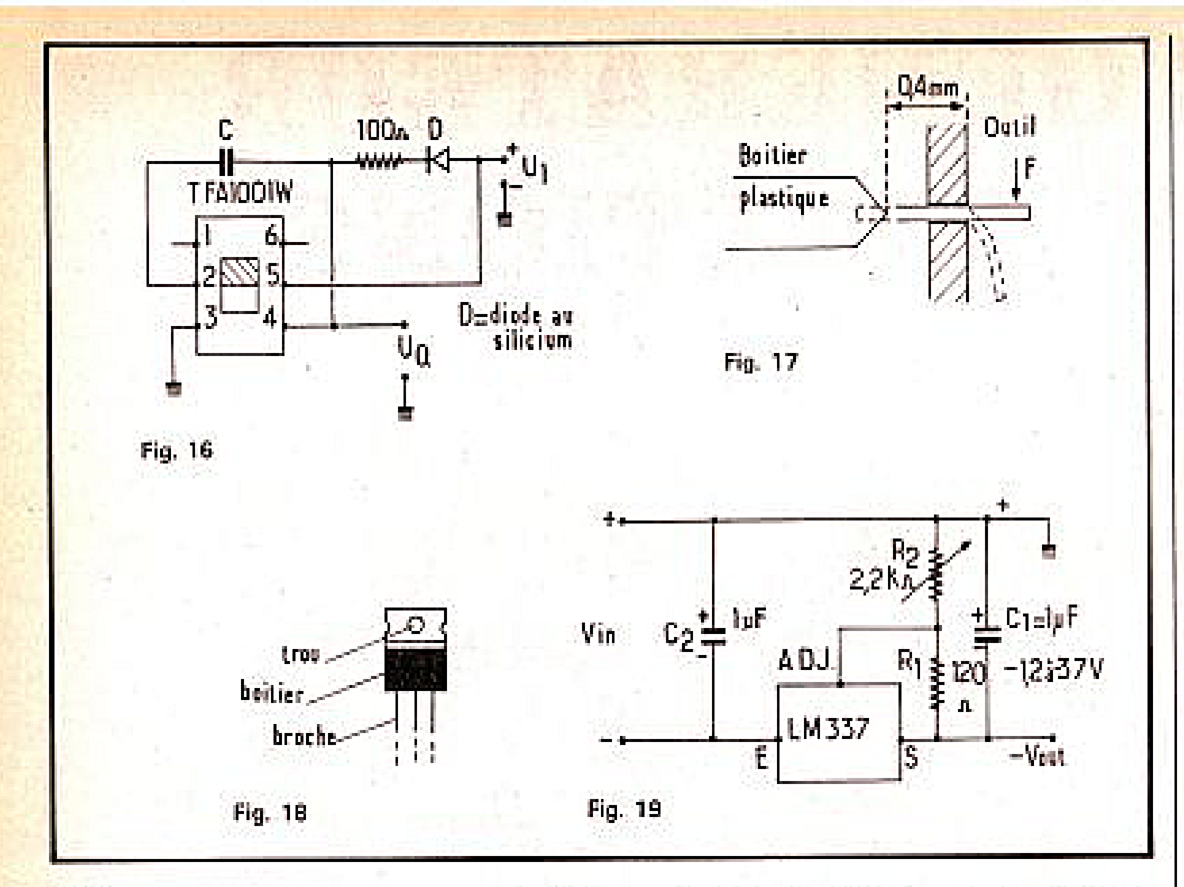


Fig. 16

Fig. 17

Fig. 18

Fig. 19

Pliage des broches

A la figure 17, on indique comment plier les broches du composant TFA 1001 W. A gauche, on a représenté le boîtier du CI, avec une seule broche qu'il s'agit de plier. A cet effet, un outil, par exemple des pinces de largeur égale ou inférieure à 0,4 mm, serreront la broche de manière que le point de pliage soit distant de cette longueur au minimum.

Plier ensuite, en tenant la pince suffisamment serrée pour qu'aucune contrainte n'agisse sur la sortie de la broche du boîtier plastique.

Pour terminer, voici ci-après les caractéristiques valeurs limites du CI décrit.

Des schémas plus détaillés sur les montages décrits seront publiés par la suite, d'après de nouveaux documents à paraître prochainement.

Les valeurs de R_1 et R_2 sont les mêmes dans tous les schémas. La valeur de C dépend des applications. Cette capacité sera de 1 µF à 5 µF, ne pas dépasser cette dernière valeur.

Dans le montage de la figure 15, l'alimentation est à deux sources de 2 à 3 V chacune, montées en série avec leur point commun à la masse.

Valeurs limites		Limite inf. B	Limite sup. A	Unité
Tension d'alimentation	U_s		15	V
Courant de sortie	I_o		50	mA
Puissance dissipée	P_{tot}		200	mW
Température de stockage	T_s	- 55	125	°C
Température de jonction	T_j		120	°C
Résistance thermique système-air	R_{thsu}		250	°C/W

Tableau II

Une source de tension négative régulée réglable

Le circuit intégré régulateur LM 337 de National Semiconductor, peut être aisément utilisé comme régulateur de tension négative, à la suite d'un système redresseur dont la tension varie dans de fortes proportions, on obtiendra à la sortie une tension régulée réglable entre − 1,2 V et − 37 V, le réglage s'effectuant à l'aide d'une seule résistance variable ou ajustable. Ce CI est monté avec la masse au + commun à l'entrée et à la sortie du régulateur. Celui-ci se présente sous la forme la plus pratique (voir figure 18) et le schéma théorique de montage est donné à la figure 19.

L'entrée du système régulateur est à gauche et reçoit du redresseur la tension V_{in} qui est filtrée par C_2.

La tension de sortie est V_{out}. Elle apparaît entre la ligne positive de masse et la sortie S du régulateur, ainsi qu'aux bornes du condensateur C_1.

Enfin la broche ADJ est reliée au point commun du diviseur de tension R_1-R_2. La résistance R_2 peut être réglée afin d'obtenir la tension de sortie désirée entre les limites indiquées.

Prendre R_1 = 120 Ω, R_2 = 2,2 kΩ réglable, C_1 = C_2 = 1 µF (avec le + à la masse). La valeur de la tension de sortie V_{out} est donnée par la relation,

$$-V_{out} = -1,25 \left(1 + \frac{R_2}{120}\right)$$

avec les tensions en volts et les résistances en ohms.

Ainsi par exemple R_2 = 240 Ω, on aura

$$-V_{out} = -1,25 \cdot 3 = -3,75 \text{ V}$$

Inversement, si la tension de sortie requise est comme on en déduira la valeur de R_2 par la relation,

$$R_2 = 120 \left(\frac{V_{out}}{V_{ref}} - 1\right)$$

ou V_{ref} = 1,25 V

Si par exemple V_{out} devrait être de − 3,75 V, on aura,

R_2 = 120 (3 − 1) Ω
R_2 = 240 Ω

Le choix de C_1 et C_2 est important. C_1 doit être de 1 µF au tantale ou de 10 µF électrolytique à l'aluminium prévu pour une grande stabilité.

Le condensateur C_2 de 1 µF doit être au tantale. Il n'est nécessaire que si le régulateur est situé à une distance de 10 cm ou supérieure de la capacité de filtrage de la partie redresseuse.

Si plusieurs tensions de sortie sont nécessaires, on pourra prévoir un système de commutation pour mettre en circuit diverses valeurs de R_2, calculables comme indiqué plus haut.

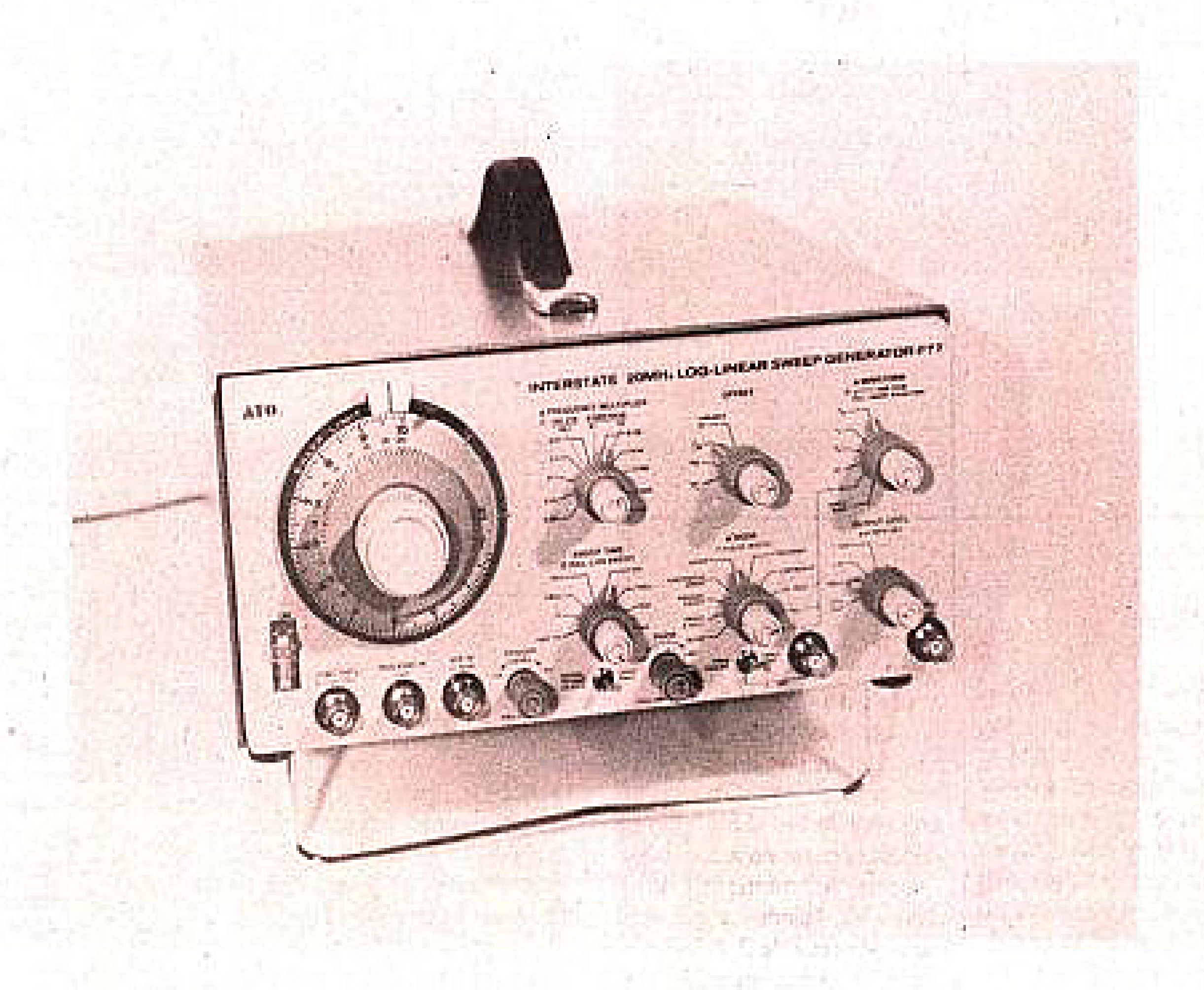
Avec ce régulateur, un utilisateur disposera d'un excellent moyen de mise au point d'un montage en étude en recherchant sa meilleure tension d'alimentation, grâce au réglage de R_2.

Le brochage du LM 337 est le suivant : broches extrêmes, l'une au point commun de R_2, et à R_1, l'autre, à l'extrémité restante de R_1, c'est-à-dire à $-V_{out}$.

La broche du milieu est V_{in}.

V_{ref} est la tension de référence qui apparaît entre la broche ADJ et la broche V_{out}. Sa valeur nominale est de − 1,25 V.

LE GENERATEUR DE FONCTIONS



TEKELEC F 77

0,000001 Hz à 20 000 000 Hz

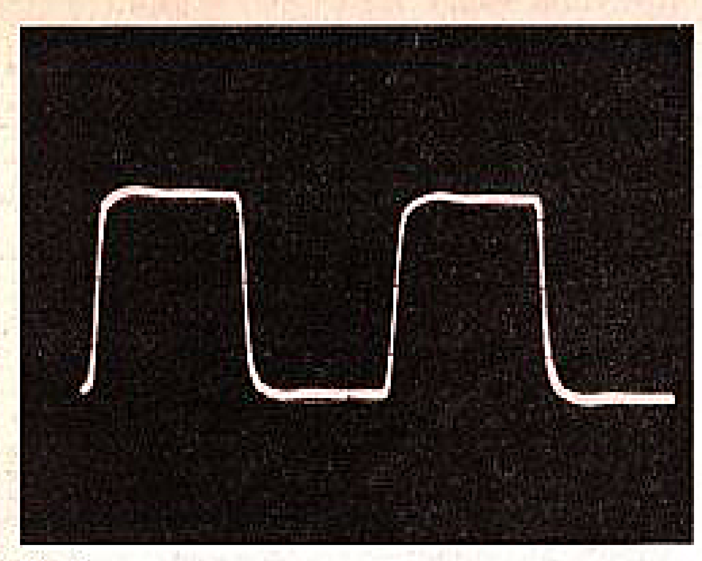
BALAYAGE LINEAIRE OU LOGARITHMIQUE

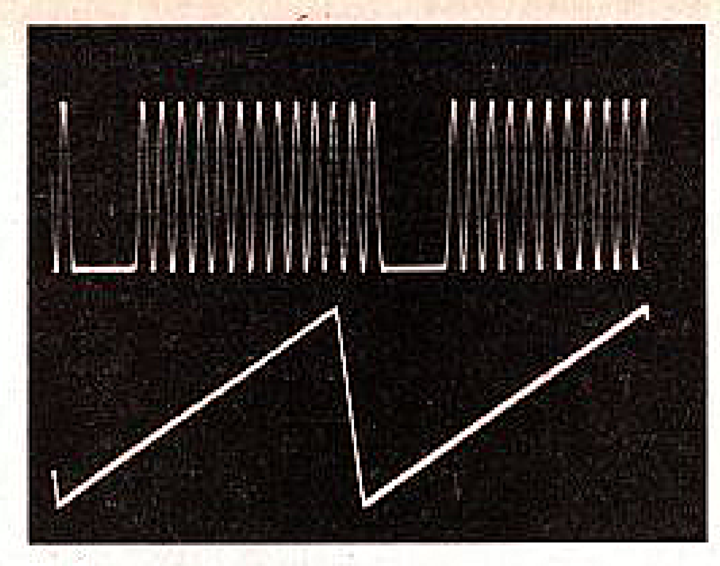
Il n'est guère dans la vocation de notre revue, avant tout destinée à l'amateur, de procéder aux bancs d'essais d'appareils aussi sophistiqués, dans le domaine de l'équipement du laboratoire de mesures, que celui dont on lira la description dans ce bref article.

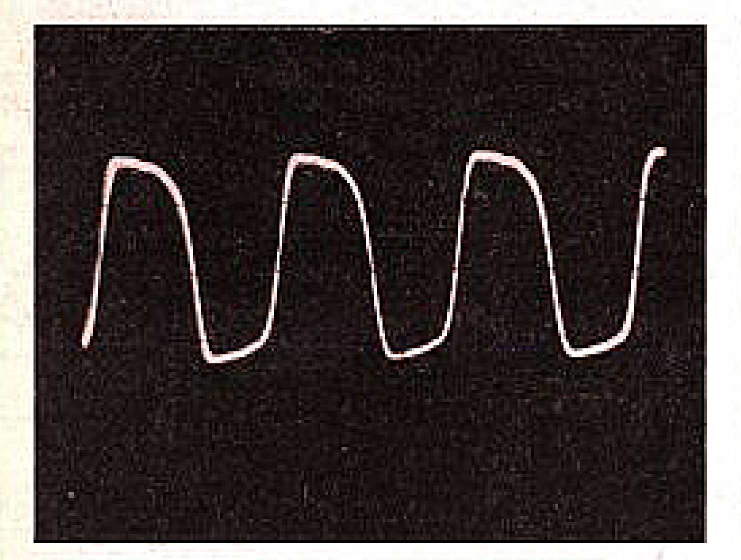
Toutefois, nous n'ignorons pas que nombre de professionnels, dans les laboratoires de recherche, lisent régulièrement nos colonnes : nous ne pouvons résister au plaisir de leur communiquer nos impressions sur l'appareil que nous ont prêté les établissements Tekelec.

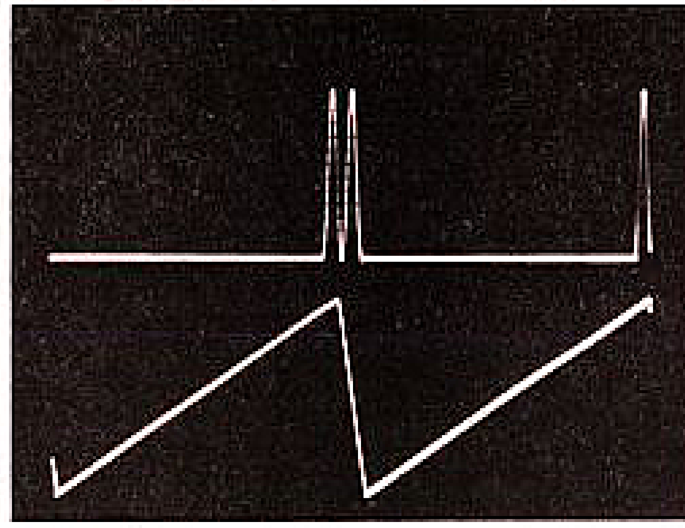
Un générateur de fonctions vraiment universel

Nous avons déjà présenté ici (voir Haut-Parleur Nº 1614), l'essai du générateur Tekelec TA 44, qui couvre les fréquences de 0,04 Hz à 4 MHz, et dont les créneaux (et les impulsions) se caractérisent par des temps de commutation inférieurs à 35 ns. Le générateur F 77, sous une présentation d'ailleurs identique, reprend toutes les formes d'ondes du TA 44, mais avec des perfor-


Fig. 1


Fig. 3


Fig. 2


Fig. 4

mances sensiblement supérieures.

Sans en donner le détail, précisons par exemple que :

– l'étendue des fréquences, en 10 gammes complétées par un multiplicateur à trois facteurs, va de 10^{-6} Hz à 20 MHz ;

– l'appareil est vobulable sur l'étendue totale de chaque gamme (soit un rapport 1 000), soit par un signal externe, soit par une rampe interne, linéaire ou logarithmique ;

– de nombreux modes peuvent être exploités : fonctionnement continu, ou déclenché, balayage en fréquence continu ou découpé, commande par porte, signaux de type « burst », etc. ;

– le niveau de sortie atteint 15 volts crête à crête, sur une impédance de 50 Ω, avec un réglage d'offset sur la même étendue ;

– les durées de commutation sont inférieures à 15 ns, pour les signaux rectangulaires et les impulsions.

Nos impressions d'utilisation

A l'évidence, le F 77 se révèle comme un merveilleux outil de laboratoire, utilisable des TBF aux vidéo-fréquences, et dont les domaines d'applications paraissent presque illimités.

Il n'est pas question, comme nous l'avons dit, de nous livrer à un véritable banc d'essai, non plus qu'à une étude du schéma. Nous extrairons simplement, pour illustrer cette brève présentation, quelques-uns des oscillogrammes que nous avons eu l'occasion d'enregistrer.

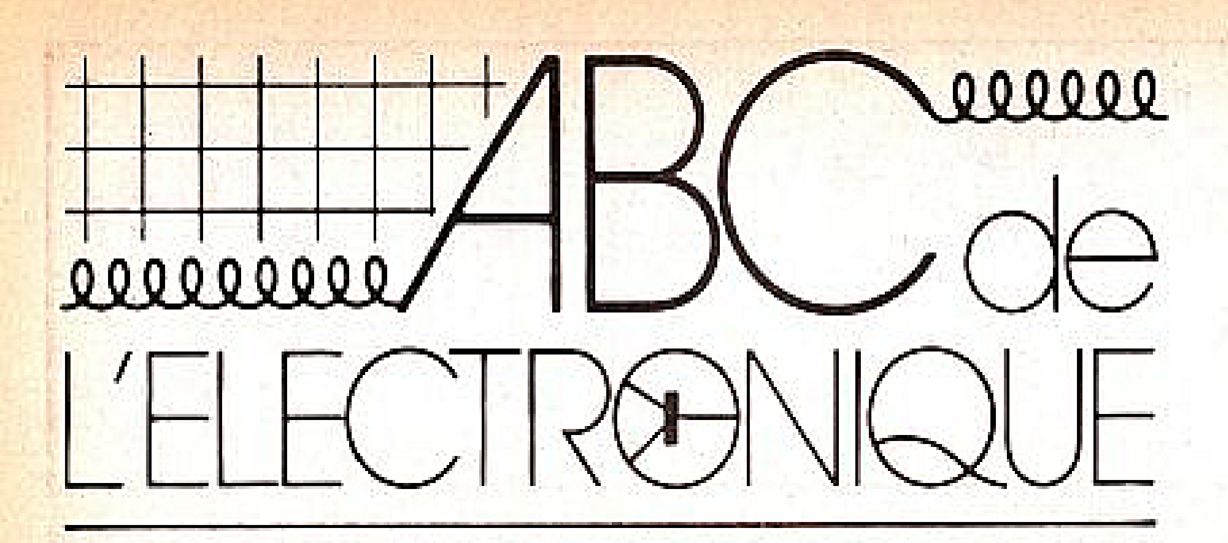
L'oscillogramme de la figure 1 montre les créneaux obtenus à 5 MHz, et observés sur un oscilloscope de 50 MHz de bande passante (temps de montée propre de l'oscilloscope : 7 ns). A 20 MHz (fig. 2), il devient évidemment plus difficile de parler de véritables créneaux, mais enfin, et toujours en pensant qu'il faut faire le point des déformations introduites par l'oscilloscope, la performance reste belle.

Les oscillogrammes des figures 3 et 4 constituent une illustration de ce que permet le déclenchement à partir de la rampe de balayage, à niveau ajustable.

Nos conclusions

Le générateur F 77 n'est pas à la portée de tous (prix supérieur à 7 000 F). Mais lorsque sonne l'heure de la décision pour l'équipement d'un laboratoire professionnel, c'est sans conteste un appareil auquel il faudra penser.

R. RATEAU



CIRCUITS DE CORRECTION EN VIDEO FREQUENCE

Introduction

QUELQUES circuits de correction ont été décrits dans notre précédent ABC. D'une manière générale, les corrections VF se rapportant aussi bien à l'augmentation du gain aux fréquences basses qu'à celui aux fréquences élevées.

Ces augmentations sont déterminées par rapport au « médium », celui-ci commençant vers 1 000 Hz et se poursuivant sur une bande large dépendant de la bande totale de l'amplificateur.

Dans les montages à transistors séparés, il est tout indiqué de disposer les circuits de correction dans les éléments de liaison entre transistors ainsi qu'à l'entrée et à la sortie des amplificateurs VF.

D'autres « correcteurs » seront disposés dans les circuits de polarisation des émetteurs des transistors ou, d'une manière plus générale, dans les circuits de l'électrode « commune » des montages émetteur commun, collecteur commun, base commune.

On peut réaliser des correcteurs d'après plusieurs principes. L'un, le plus répandu, consiste à utiliser des circuits accordés LC amortis par une résistance réelle ou parasite.

Dans ce cas, la remontée du gain s'effectuera sur une bande dont la fréquence médiane sera celle déterminée par la formule de Thomson, qui, il faut le savoir, est très approximative lorsqu'il y a amortissement. Des correcteurs ne nécessitant que des résistances et des capacités, peuvent être conçus en se basant sur la contre-réaction sélective. On peut en effet diminuer la contre-réaction sur une bande de fréquences donc augmenter le gain sur cette bande.

La CR (contre-réaction) peut être appliquée entre deux électrodes de liaison ou dans le circuit d'émetteur ou d'électrode commune ou encore, entre une électrode de liaison et l'électrode commune.

Il se peut qu'une linéarité satisfaisante ne puisse être obtenue avec un seul circuit de correction. Dans ce cas on pourra avoir recours à plusieurs, du même type ou de types différents.

Indiquons aussi qu'avec un même type de circuit de correction, on pourra obtenir une infinité de courbes de réponse selon les valeurs des composants L, C, R et des relations existant entre elles.

En VF, on peut aussi faire appel aux circuits décalés. En effet un correcteur accentuera le gain dans une certaine bande et un ou plusieurs autres, dans d'autres bandes, l'ensemble donnant lieu à une réponse globale linéaire. La linéarité n'est toutefois pas la seule qualité nécessaire. Il faut aussi que la distorsion en phase soit réduite jusqu'au minimum.

Dans certaines applications

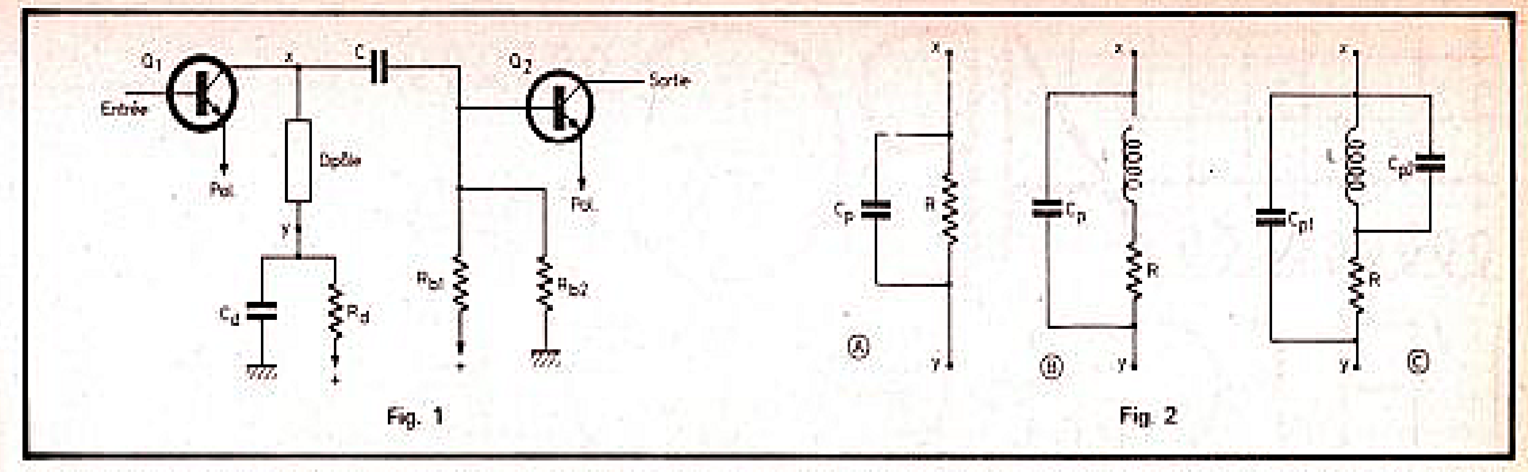


Fig. 1 Fig. 2

vidéo, on préfère sacrifier la linéarité au profit de la diminution de la distorsion en phase, cas des amplificateurs d'oscilloscope et ceux de télévision.

Passons maintenant en revue les divers dispositifs de correction VF en analysant leur schéma et en indiquant le mode de détermination des valeurs des composants.

Liaisons VF dipôles

Le schéma de principe de ces liaisons est donné à la figure 1. Il est utilisable en général, avec des transistors montés en émetteur commun, mais il est aussi applicable aux montages à base commune, donc dans les montages à sortie sur le collecteur.

Q_1 est le transistor d'entrée, Q_2 celui de sortie. On déterminera par mesures, le gain, à diverses fréquences de la bande passante en branchant un générateur BF-HF (ou plusieurs) à l'entrée et un indicateur entre la base de Q_2 et la masse.

Le gain de l'étage sera alors :

$$G_v = \frac{e_0}{e_i},$$

ou e_0 = tension alternative entre base de Q_2 et masse et e_i = tension alternative entre base de Q_1 et masse.

En faisant varier la fréquence et en maintenant e_i constante, on obtiendra diverses valeurs de e_0, ce qui permettra d'établir une courbe de réponse du gain en fonction de la fréquence. Sur le schéma on remarquera les composants suivants :

Dipôle : réseau LCR ou LC, LP, CR à deux points de terminaison x et y dont la composition intérieure peut être choisie selon les besoins.

C_d, R_d : éléments de découplage. Pour des valeurs suffisantes de C_d, ce réseau RC peut ne pas avoir d'influence sur le gain jusqu'à une fréquence limite inférieure f_b.

C = capacité de liaison. Il faut que C soit assez élevée pour transmettre les signaux aux fréquences basses.

R_{b1}, R_{b2} : diviseur de tension pour la polarisation de la base de Q_2. Dans la détermination du montage VF, ces deux résistances sont équivalentes à une seule :

$$R_b = \frac{R_{b1} \cdot R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}}$$

qui est la résultante de la mise en parallèle de deux résistances du diviseur.

On verra par la suite que la transmission des signaux aux fréquences basses dépend du produit CR_b qui doit être aussi grand que nécessaire. CR_b est évidemment homogène à un temps et se mesure en secondes.

Formes de dipôles

A la figure 2 on donne plusieurs schémas de dipôles utilisables en technique VF. En (A) le montage à résistance et capacité. En (B) le montage à résistance bobine et capacité. R est la charge de collecteur, L est la bobine de correction associée et, C_p est la totalité des capacités en parallèle sur R et L montées en série. Ce montage se nomme circuit de correction shunt. Nous ne donnons pas la formule donnant l'impédance Z de ce dipôle. Il suffira de savoir que Z dépend de la fréquence et que le gain, aux fréquences élevées est :

$$G_v = SZ$$

ou S est la pente du transistor Q_1.

Pour établir la courbe de réponse, d'après mesures, il suffira de connaître le rapport dit gain relatif :

$$H = Z/R$$

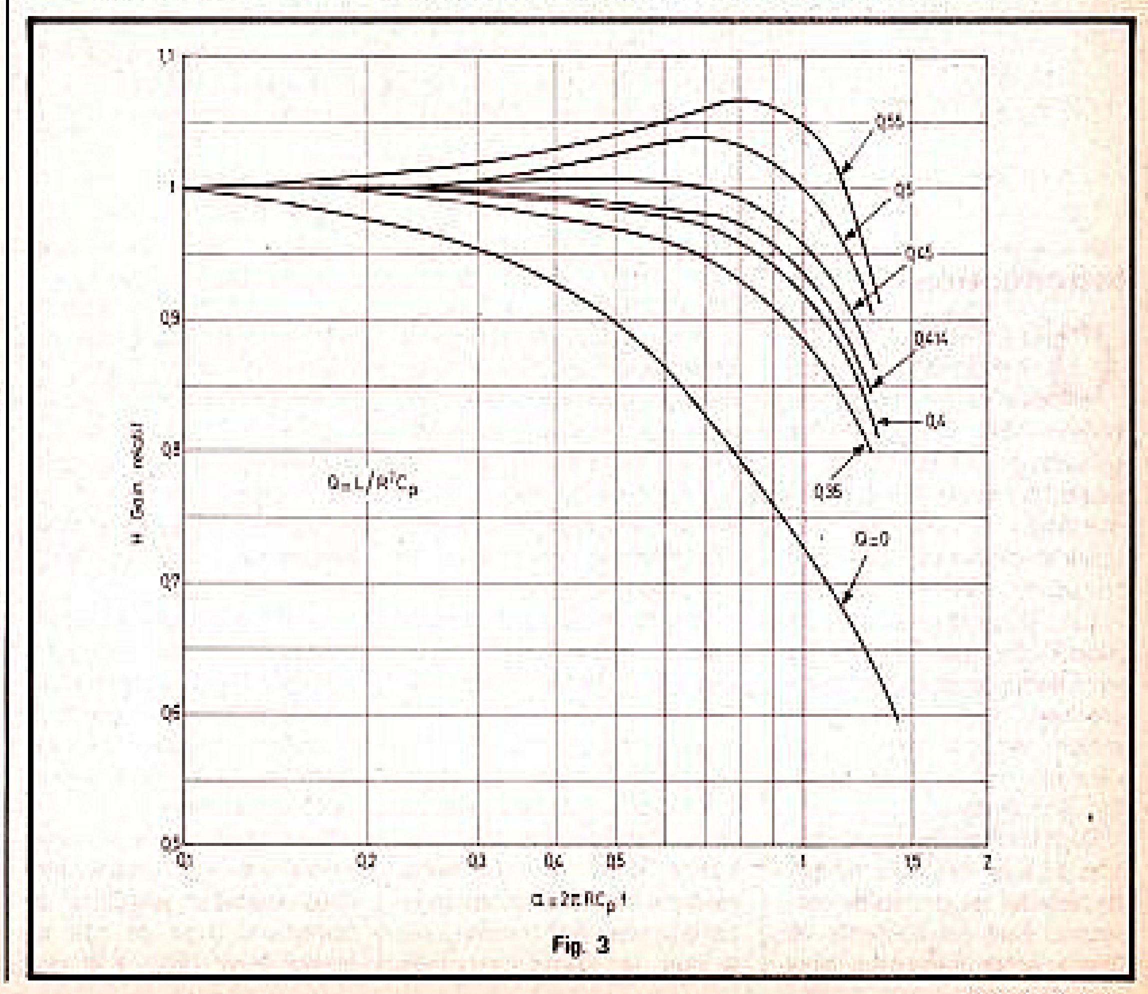


Fig. 3

Au médium Z = R. Le gain relatif est indiqué par les courbes de la figure 3. En ordonnées, le gain relatif H. En abscisses le produit :

$\alpha = 2 \pi RC_p f$,

et comme paramètre :

$Q = L/R^2 C_p$

Le choix se fait d'après la courbe qui convient le mieux. La plus linéaire est la courbe Q = 0,45 mais celle qui donne le plus de gain est la courbe Q = 0,55. Celle-ci conviendra pour compenser un manque de gain d'un autre étage.

La courbe Q = 0 (donc L = 0) correspond au montage RC de la figure 2 (A).

Exemple de calcul

On choisit la courbe Q = 0,45 et on décide que la limite supérieure de la bande B est f = 5 MHz par exemple.

On choisit le point de la courbe Q = 0,45 ayant un gain relatif 1.

On obtient alors :

α = 0,8 environ

donc $2 \pi RC_p f = 0,8$

d'où

$RC_p = \frac{0,8}{2 \pi f}$ secondes

avec R en ohms, V_p en farads et f en hertz.

Le second nombre est calculable. Avec f = 5 . 10^6 Hz, on trouve :

$RC_p = 0,025\ \mu s$

La valeur de C_p doit être mesurée ou estimée, ou calculée après plusieurs mesures.

Soit C_p = 20 pF. On a : $R = RC_p / C_p$. On trouve R = 1250 Ω.

Le gain sera donc à peu près constant jusqu'à 5 MHz, sauf aux fréquences basses qui doivent être considérées séparément.

A la figure 4 on a représenté le déphasage. Le paramètre est toujours :

$Q = L/R^2 C_p$

Prenons la même valeur :

Q = 0,45

La courbe correspondante, pour α = 0,8 donne α = – 34° à f = 5 MHz.

Reste à calculer R.

De Q = 0,45, on tire :

$L = R^2 C_p Q$

d'où avec les valeurs de R, C_p et Q connues, on trouve :

L = 14 μH

Des mesures permettront de retoucher L et C_p pour obtenir la courbe de réponse désirée. Une bobine B ajustable facilitera considérablement la mise au point. On en vend dans le commerce.

Passons au montage (C) figure 2 du dipôle correcteur. Dans cette variante, on tient compte de C_{p2}, la capacité parasite aux bornes de la bobine L. Cette capacité est négligeable si L est faible, par exemple inférieure à 20 μH et réalisée en spires régulières, jointives ou en petit nid d'abeilles « aéré ».

Si f est faible, par exemple si la limite supérieure est 200 kHz, le calcul donne des valeurs de L importantes, comme 100 μH et plus. Dans ce cas, C_{p2} peut atteindre une valeur non négligeable. Il sera mesuré directement sur la bobine L.

La famille de courbes correspondant à ce montage est donnée à la figure 5.

Parmi les trois courbes, la courbe I est la plus avantageuse, car elle permet une bonne linéarité jusqu'à α = 1,4.

Les éléments dépendent des relations suivantes :

Courbe I : C_{p2}/C_{p1} = 0,354, $L = 0,414\ C_{p1} R^2$

Courbe II : C_{p2}/C_{p1} = 0,66, $L = 0,375\ C_{p1} R^2$

Courbe III : amplificateur RC sans correction.

Pour déterminer les éléments du montage on procède de la manière suivante :

1) On estime ou mesure C_{p1} et C_{p2}.

2) On adopte un rapport C_{p2}/C_{p1} selon la courbe choisie et on ajoute une capacité matérielle à C_{p1} ou C_{p2} pour obtenir le rapport désiré.

3) On décide de la valeur de H correspondant à f choisi, ce qui donne un point sur la courbe et la valeur de α.

4) De α on déduit R.

5) La valeur de L est donnée par la formule correspondant à la courbe choisie.

Le calcul se fait comme indiqué à propos du montage précédent. Des montages plus compliqués ont été établis mais le calcul des éléments R, C et L devient de plus en plus long et les résultats sont parfois éloignés de la réalité, ce qui nécessite par la suite, une mise au point laborieuse. Indiquons aussi qu'avec des semi-conducteurs, la dispersion des caractéristiques peut être importante. De ce fait il y a lieu de trier les transistors ou les circuits intégrés lors de la construction en série d'un appareil.

Montages quadripôles

Voici à la figure 6 le montage général d'une liaison VF du type quadripôle. La liaison comporte quatre points de branchement : 1-2 à l'entrée (sortie de Q_1) et 3-4 à la sortie (entrée de Q_2). On retrouve les éléments suivants du montage dipôle : C_d, R_d, R_c, R_{b2}, C et

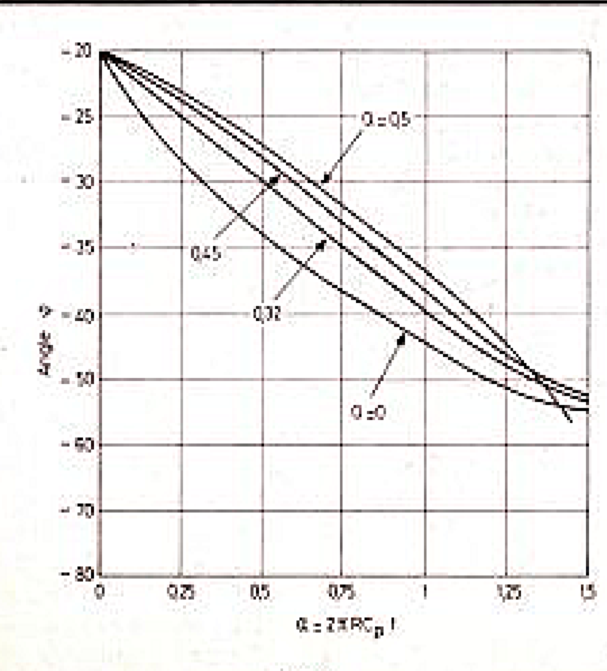



Fig. 4

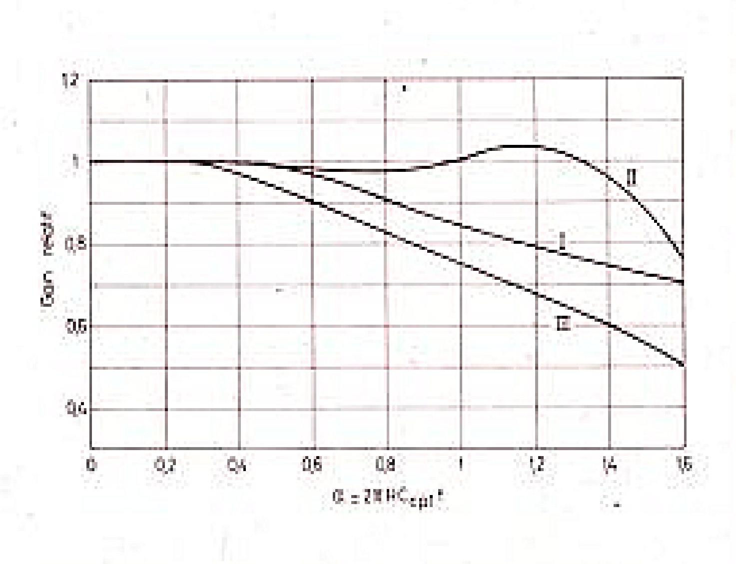


Fig. 5

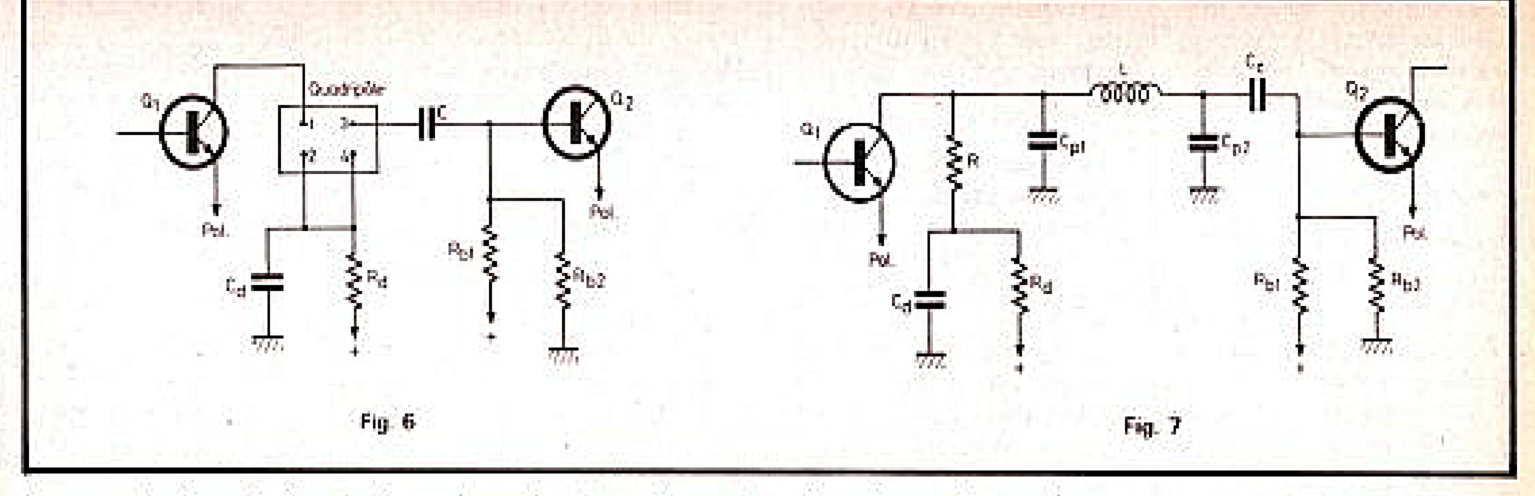


Fig. 6
Fig. 7

bien entendu Q_1 et Q_2. Le gain se définit comme précédemment.

Plusieurs montages à liaison quadripôles seront analysés rapidement. Leurs schémas sont donnés aux figures suivantes.

Figure 7 : montage à correction série. Il ne contient qu'une seule bobine de correction L mais montée entre les points 1 et 3 du quadripôle. De ce fait, on devra tenir compte obligatoirement des deux capacités : C_{p1} à l'entrée et C_{p2} à la sortie. La capacité C_c est de valeur élevée et n'intervient que dans le calcul des éléments aux fréquences basses.

La charge résistive est R qui subsiste si le montage est simplifié, pour devenir un circuit à résistances – capacité. C_d et R_d sont les éléments de découplage et R_{b1}, R_{b2} ceux de polarisation de la base de Q_2.

Dans la détermination du montage correcteur série considéré, on tiendra compte des valeurs de R, L, C_{p1}, C_{p2}. En premier lieu, on constatera aux mesures que C_{p1} et C_{p2} sont chacune plus petites que la capacité parasite totale qui apparaît dans les montages shunt (ou dipôles) mais $C_{p1} + C_{p2}$ est supérieure à la capacité totale du montage shunt.

L'emplacement de R (avec R_d et C_d) peut être du côté de la sortie de Q_1 ou de l'entrée de Q_2.

Dans ce deuxième cas, on a le schéma de la figure 8 sur lequel on a supprimé les composants qui n'interviennent pas dans le calcul de détermination des éléments. Le choix entre les deux schémas dépend des valeurs des capacités parasites C_{p1} et C_{p2}. On a établi que le maximum de gain est obtenu si R est disposée du côté de la capacité parasite la plus petite. Soit, tous les cas :

$C_{p1} < C_{p2}$

Pour simplifier, sur la figure 8 C_{p1} est à la sortie en shunt sur R. De ce fait, les mêmes formules s'appliqueront aux montages des figures 7 et 8.

Toutefois, lorsque R est du côté de la sortie du quadripôle, cette résistance est shuntée par R_{b1} et R_{b2} en parallèle, l'ensemble des trois résistances en parallèle étant plus petit que R, évidemment. Il est conseillé de choisir R_{b1} et R_{b2} aussi grandes que possible par rapport à R, par exemple 100 kΩ ou plus, alors que R est de l'ordre de 1000 à 5000 Ω.

Choisir aussi un transistor Q_2 dont la résistance d'entrée soit aussi élevée que possible et cela, à toutes les fréquences de la bande passante B de l'amplificateur.

Détermination du montage série

On n'indiquera ici que la méthode basée sur l'emploi des courbes. La première chose à connaître est le rapport :

$$m = C_{p2}/C_{p1} > 1$$

Ce rapport sera toujours supérieur à 1 par définition. Connaissant C_{p2}, C_{p1} et par conséquent m, on utilisera la formule :

$$L = aR^2\ C_{p2}$$

On se reportera ensuite à la courbe qui correspond à la valeur de m adoptée. Pratiquement, dès que l'on connaît C_{p1} et C_{p2}, donc leur rapport, on complètera une des capacités parasites, par une capacité matérielle de manière à ce que m ait une valeur correspondant aux courbes dont on dispose.

Soit une courbe établie pour m = 2 et que le rapport de C_{p2}/C_{p1} soit égal à 1,8. Il est clair que dans ce cas on devra augmenter C_{p2} car il est impossible de diminuer C_{p1} sans changer le transistor et le câblage.

Soit C_{p2} = 18 pF et C_{p1} = 10 pF. On ajoutera 2 pF à C_{p2} pour obtenir C_{p2} = 20 pF et le rapport m = 2.

Nous disposons de courbes pour m = 1, m = 2, m = 3, m = 5.

Voici à la figure 9 la courbe de gain relatif et de déphasage pour m = 2, avec a = 1.

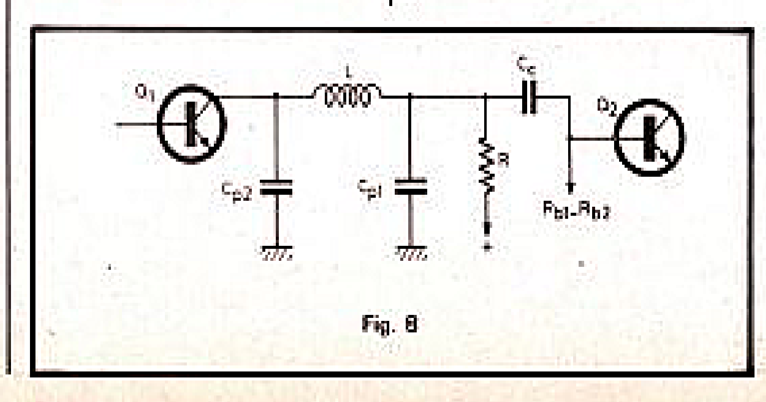


Fig. 8

Prenons à titre d'exemple le cas de C_{p1} = 7,5 pF et C_{p2} = 15 pF (avec capacité matérielle si nécessaire). On a par conséquent m = 2.

Déterminons d'abord la forme de la courbe de réponse désirée. On choisira, par exemple, un gain relatif de 0,9 à la fréquence limite supérieure de la bande passante qui est dans le présent cas de 4 MHz.

Le point de la courbe (A) dont l'ordonnée est 0,9 correspond à une abscisse :

$$\alpha = 2\pi\ R\ C_p\ f = 1{,}3\ \text{MHz}$$

On connaît, C_{p2} et f donc on calculera R par la relation tirée de la précédente.

$$R = \frac{\alpha}{2\pi\ C_{p2}\ f}$$

Avec R en ohms, C_{p2} en microfarads et f en mégahertz, on trouve,

$$R = \frac{1{,}3 \cdot 10^6}{6{,}28 \cdot 15 \cdot 4} = 3450\ \Omega$$

De la formule :

$L = R^2\ C_{p2}$,

avec L en henrys, R en ohms et C_{p2} en farads, on obtient :

$$L = 3450^2 \cdot 15/10^{12}$$

ou encore, L en microhenrys.

$$L = 3450^2 \cdot 15/10^6 = 178\ \mu H,$$

valeur importante, due au montage série qui conduit à des valeurs supérieures de la bobine, comparativement à celles obtenues dans le montage shunt et aussi parce que f était relativement faible.

Comment établir la courbe de réponse avec coordonnées en valeurs réelles ?

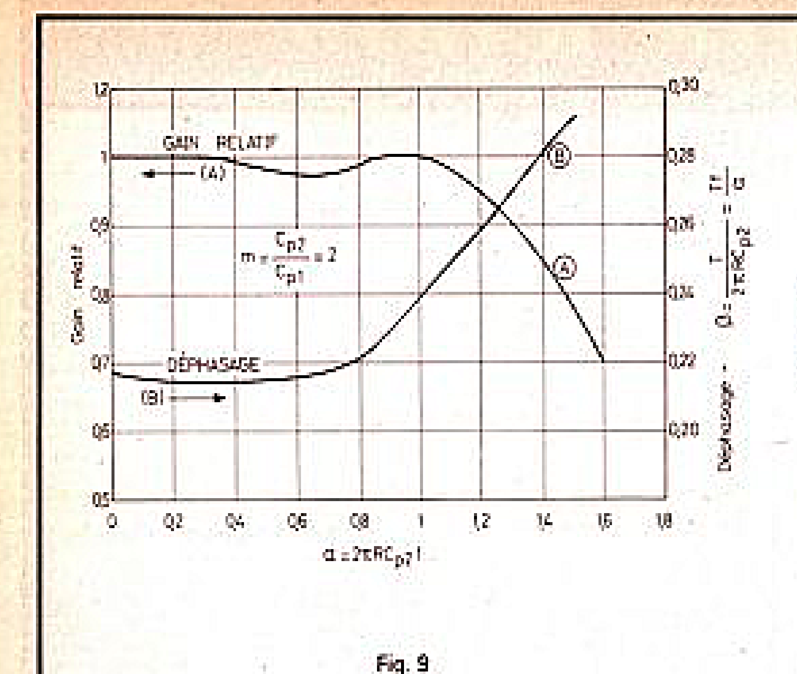


Fig. 9

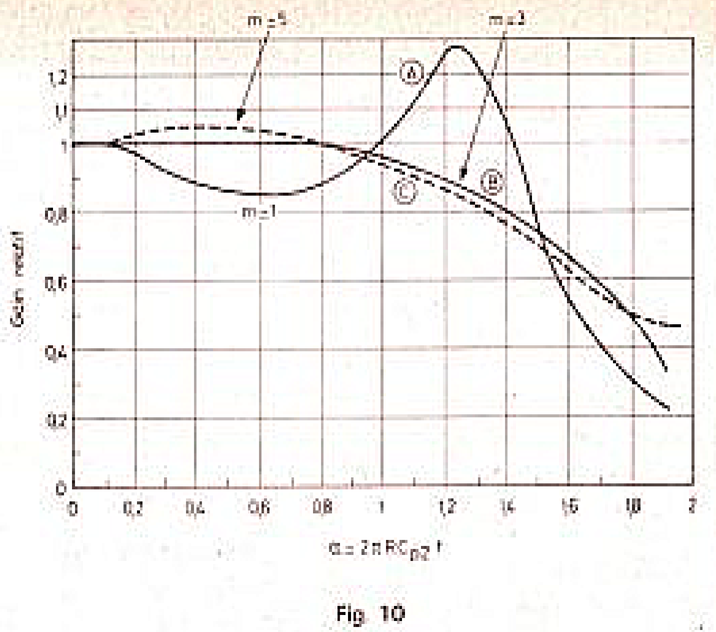


Fig. 10

En premier lieu, on sait qu'elle aura exactement la même forme que la courbe générale (A) de la figure 9. A la place du gain relatif, on devra inscrire en ordonnées, le gain réel. Mesurons-le à f = 100 Hz, donc dans le médium. Supposons que l'on trouve un gain de 10 fois. Il en résulte que les ordonnées seront 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, au lieu de 0,6 0,7... 1, 2.

En ce qui concerne les abscisses, on inscrira la fréquence réelle correspondant à chaque valeur de α. Ainsi, on avait déterminé précédemment que 4 MHz correspond à α = 1,3.

Dès lors, les autres fréquences seront proportionnelles à α. On a par conséquent la correspondance suivante :

$$\frac{f}{\alpha} = \frac{4}{1,3} = 3,07$$

que nous arrondirons à 3, donc :

f = 3 MHz

et les abscisses seront 0, 0,6, 1,2, 1,8... 3, 3,6... MHz.

Déphasage

Passons maintenant au déphasage.

Dans le cas de la figure 9 le déphasage se déduira de :

$$\beta = \frac{Tf}{\alpha},$$

où T est le décalage de temps.

Utilisons la courbe (B) et soit la fréquence f = 4 MHz, donc, α = 1,3. Cela donne β = 0,27.

De la formule donnant B on tire :

$$T = \frac{\beta}{f} = \frac{1,3 \cdot 0,27}{4 \cdot 10^6} \text{ secondes}$$

ce qui donne, en microsecondes (en supprimant 10^6)

T = 0,087 μs

Ainsi qu'il a été dit dans de précédents ABC, la valeur du décalage de temps est plus intéressante que celle de l'angle de déphasage, surtout en télévision, en oscilloscopie et dans toutes les applications où l'indicateur est un oscillographe cathodique.

Voici toutefois la valeur de φ.

On a, en radians :

$\varphi = 2\pi fT$ = 6,28 . 4 . 0,087 radians

avec f en MHz et T en μs.

On trouve :

φ = 2,185 radians

On peut aussi avoir φ en degrés. On a la relation :

$$\varphi \text{ (degrés)} = \frac{180\, \varphi \text{ (radians)}}{3,14}$$

ce qui donne φ = 125°

Si l'on revient à l'examen de la courbe (B), on constate que jusqu'à vers φ = 0,8, la courbe est horizontale (sauf aux fréquences basses) et on a approximativement φ = 0,22.

De ce fait T est constant et dans ce cas φ est proportionnel à f, condition connue indiquant l'absence de distorsion en phase.

Cas de m = 1, m = 3, m = 5

Le mode de détermination des éléments se fera comme dans le cas de m = 2.

Nous disposons des courbes de la figure 10 valables pour le gain relatif (en ordonnées à gauche) en fonction de α (en abscisses).

La courbe (A) correspond à m = 1, la courbe (B) à m = 3 et la courbe (C) à m = 5. On peut voir qu'à partir de m = 3 jusqu'à m = 5, les courbes sont assez proches l'une de l'autre et que pour m = 4 par exemple, on pourra se servir de l'une des courbes (B) ou (C). D'autre part, il est clair que les courbes ou m > 3 sont plus régulières et donneront lieu à des distorsions moindres que celle de m = 1 qui toutefois donnera plus de gain relatif vers α = 1,2.

Les valeurs de L sont données pour chaque cas.

Voici un exemple de détermination avec m = 3.

On dispose de la courbe (B) et des relations :

$m = C_{p2}/C_{p1} = 3$

$L = 0,88\, R^2 C_{p2}$ donc a = 0,88

Soit par exemple,

H = gain relatif = 0,85

f = 4 MHz,

C_{p2} = 15 pF,

C_{p1} = 5 pF.

Sur la courbe (B) on trouve :

α = 1,25,

d'où l'on tire, R = 3 220 Ω,

et ensuite L = 140 μH.

Indiquons encore que l'on a :

$L = R^2 C_{p2}$ pour m = 1 et m = 2

$L = 0,88 R^2 C_{p2}$ pour m = 3

$L = 0,8 R^2 C_{p2}$ pour m = 5

Référence

COURS PRATIQUE DE TÉLÉVISION, de F. JUSTER, 2e Edition (épuisée).

REALISEZ

UNE TELECOMMANDE SONORE

Ce dispositif permet de télécommander une charge électrique quelconque, à partir d'un son. En particulier, il permet de commander un magnétophone, qui se mettra en marche automatiquement chaque fois que le niveau sonore ambiant dépasse une limite réglable. Une temporisation maintient pendant quelques dizaines de secondes l'état de marche, après quoi, si le bruit ambiant cesse, le magnétophone s'arrête. En argot, on appelle ce genre de dispositifs des « VOX » c'est-à-dire des « voix » (Vox populi...).

En réalité, mis à part cet aspect secret (on peut enregistrer des conversations dans une pièce durant la journée et ne mettre en marche le magnétophone en enregistrement que pour enregistrer l'essentiel), l'appareil peut servir dans une salle de conférences, pour la dictée, etc. Il permet de se passer de la corvée de mise en marche de l'enregistrement et si le conférencier accompagne d'un « hmmm... » tout début de phrase, pour permettre à la mécanique de vaincre son inertie, pas la moindre parole ne sera perdue.

Principe

Comme le montre le schéma de principe de la figure 1, le son capté par un microphone est amplifié et passe dans un détecteur d'enveloppe. C'est une précaution, pour éviter de mettre en marche le dispositif sur des bruits très courts, non-significatifs. Un coup d'avertisseur de voiture dans la rue, par exemple, ne doit pas faire démarrer l'enregistrement. Le revers de la médaille est de perdre parfois des réflexions très courtes, tenant en trois ou quatre lettres, surtout si elles sont dites à voix basse.

Si l'on détecte une enveloppe, preuve d'existence d'un signal « sérieux », un circuit de retard permet le maintien de l'état de marche pendant un certain temps, même si le son en entrée et l'enveloppe ont disparu.

La raison d'un tel retard est liée à l'enregistrement de la parole : il y a dans tout discours une certaine dynamique. Les conférenciers s'arrêtent entre deux phrases, entre deux mots, pour boire un verre d'eau. Le retard permet d'enchaîner, sans maltraiter la mécanique par un nombre de secousses de marche-arrêt inutiles. En contrepartie, un retard trop important risque de laisser passer beaucoup de « blancs » à l'enregistrement. Il y aura donc un compromis entre la détection d'enveloppe et la constante de temps de retard, en fonction des phénomènes à enregistrer.

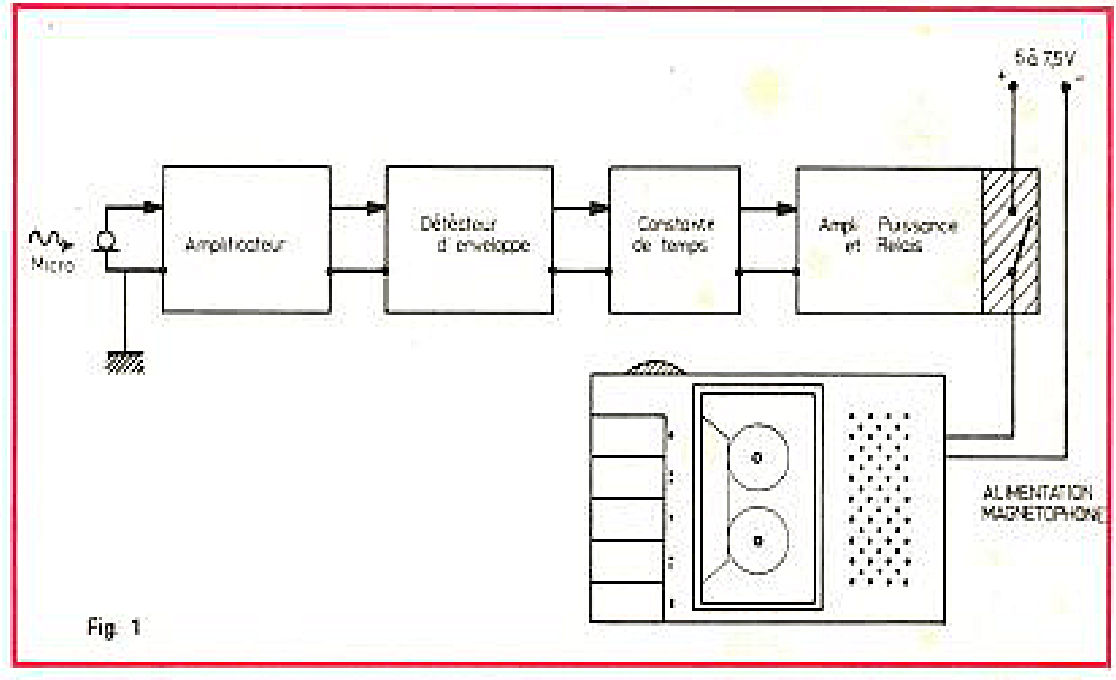


Fig. 1

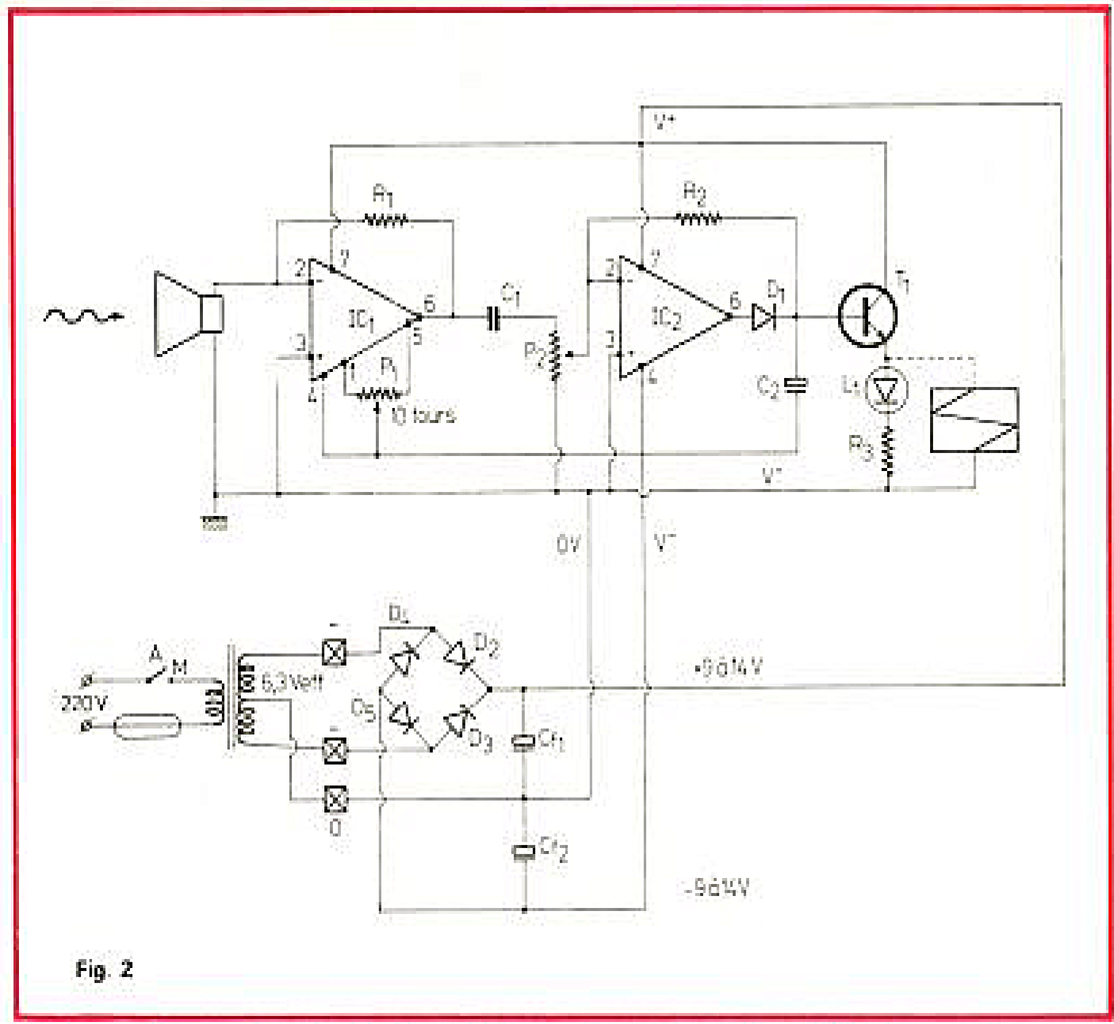


Fig. 2

Un amplificateur de puissance actionne pendant ce temps-là un relais qui alimente la charge à commander.

Les charges pourront être multiples. Entre autres, il pourra s'agir de l'éclairage d'une cave, obtenu en disant « lumière allume-toi »...

Notre montage se contente de fournir un signal de commande standard, à partir duquel chacun devra personnaliser son application : pour commander l'éclairage d'un local, par exemple, la puissance nécessaire est dix fois plus grande que celle qui commande un relais-read de mise en marche d'un magnétophone minicassettes. L'amplification de ce signal ne pose cependant aucun problème particulier.

Description

Le montage est présenté sur la figure 2. Comme nous pouvons le constater, il utilise des amplificateurs opérationnels.

La source de signal n'est pas un microphone, mais, paradoxalement, un petit haut-parleur. On s'aperçoit en pratique de la meilleure efficacité de ce dernier dans une application qui demande l'omni-directionalité du son capté. En tout état de cause, nous avons comparé le signal fourni par un microphone de mini-cassette à celui que fournit un petit haut-parleur et trouvé ce dernier meilleur.

Le premier amplificateur opérationnel est d'un type nouveau (quelques années seulement), un bifet. Dans un tel amplificateur, le premier étage d'entrée est à transistors à effet de champ, suivi d'étages à transistors bipolaires classiques. Il allie en conséquence l'énorme impédance d'entrée au gain des amplis bipolaires. Nous mettons la première qualité à profit en utilisant une résistance de contre-réaction, R_1 immense ! (des dizaines de MΩ). De cette manière, on peut obtenir le gain maximum (simple polarisation de l'entrée, pour assurer le fonctionnement linéaire, car le gain dépasse celui de boucle ouverte !).

D'une pierre deux coups : un seul amplificateur suffit là où il en fallait deux ou trois auparavant ; les microphones à cristal ou toute source de signal à grande impédance interne sont, pour une fois, les bienvenus, sans aucune diminution du gain ou le besoin d'un transformateur d'adaptation.

Le signal sortant de IC_1, l'amplificateur d'entrée, est suffisamment puissant pour actionner la charge sur des faibles bruits.

On atténue le niveau par P_2. Le réglage de ce dernier nous permet de discriminer en amplitude un bruit sans importance, du son que l'on désire utiliser.

Avant de quitter IC_1, remarquons l'existence d'un excellent ajustable de réglage de la tension de décalage. Sur le circuit imprimé nous avons même utilisé un petit trimer 10 tours professionnel. La polarisation continue et le fonctionnement en « super-gain » de l'étage d'entrée décalent fortement l'amplificateur, livré pratiquement à lui-même, d'où la nécessité de réglage de l'« offset ».

Le signal alternatif d'amplitude convenable, réglé par P_2, atténue un deuxième amplificateur, ordinaire cette fois-ci, un 741 simple, qui cumule les fonctions de détecteur d'enveloppe et de générateur de retard.

La détection d'enveloppe utilise une contre-réaction à travers la diode D_1. Telle qu'elle est figurée, cette diode assure le redressement positif du signal alternatif d'entrée. Une inversion de sens de D_1 produirait une détection négative.

Le retard s'obtient par la charge d'un condensateur de forte valeur, C_2, électrochimique. Sa constante de temps de charge est égale à :

$T_{ch} = (r_d + r_o) \times C_2$.

où :

r_d est la résistance passante de la diode,

r_o est la résistance de sortie de l'ampli.

Les deux résistances en série, r_d et r_o avoisinent la centaine d'ohms, ce qui donne une constante de temps relativement faible. Nous soulignons le « relativement », car la charge de C_2 n'est pas trop rapide non plus, ce qui permet de ne pas partir sur des parasites (détection d'enveloppe). Pour se décharger, C_2 met presque une minute, la constante de temps de décharge étant :

$$T_{déch.} = R_2 \times C_2$$

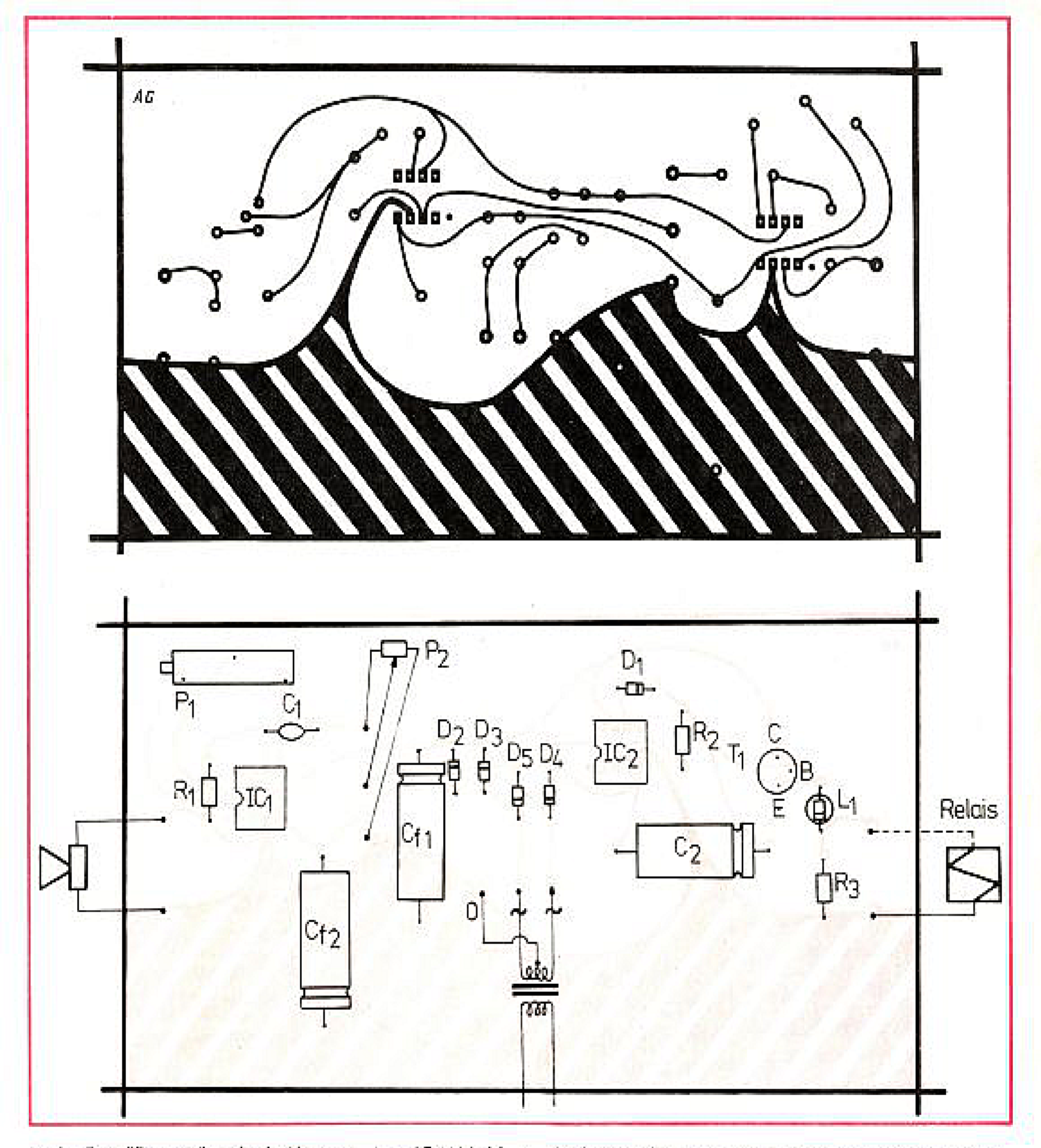
Dans ces calculs, nous n'avons pas fait intervenir l'impédance d'entrée du transistor en collecteur commun T_1, qui sépare C_2 de la charge.

Un Darlington pourrait convenir si l'on attaque une charge de moindre résistance que R_3.

Dans la version présente, nous nous contentons d'allumer une LED-témoin de la prise en compte du message sonore. A vous d'ajouter l'étage amplificateur qui convient à notre application.

Réalisation

Nous partons du mylar de la figure 3. Les condensateurs de filtrage de l'alimentation divisent le circuit imprimé en deux



parties, l'amplificateur d'entrée d'une part et l'étage non-linéaire, de l'autre.

Le sens d'implantation des circuits intégrés, sur le plan d'implantation de la figure 4 est très important, toute erreur pouvant leur être fatale. La tension maximale d'alimentation des amplificateurs opérationnels ne doit pas dépasser ± 15 V. En conséquence, le transformateur d'alimentation utilisé ne doit en aucun cas dépasser les 15 V/1,41 = 10 V eff par moitié de secondaire. Un double enroulement de filaments, 6,3 V eff convient parfaitement. La tension d'alimentation n'a pas besoin d'être stabilisée.

La mise en marche, si le câblage n'a pas d'erreur, ne pose pas de problème particulier. Un niveau sonore suffisant allume la LED-témoin, qui met du temps pour s'éteindre par la suite.

Au besoin régler, par une valeur différente de C_2 la temporisation en fonction de la nature des bruits à enregistrer.

A. GALIEN

Liste des composants

R_1 : 3,3 MΩ 1/2 W, 10 %
R_2 : 22 MΩ 1/2 W, 10 %
R_3 : 1,5 kΩ
C_1 : 0,1 µF, papier, 63 V
C_2 : 100 µF électro-chimique, 63 V
IC_1 : TL 081 CP Texas (ampli op. bifet)
IC_2 : 741 ordinaire
T_1 : 2N 2222
Led rouge
D_1 : 1N 914 (diode signal silicium)
D_2 – D_5 : pont 1A/ 25 V
CF_1, CF_2 : 1 000 µF électrochimique, 63 V
Transformateur : 220 V primaire/ 2 x 6,3 V secondaire.

REALISEZ UN TESTEUR UNIVERSEL POUR SEMI-CONDUCTEURS

CIRCUITS INTEGRES LOGIQUES - TRANSISTORS - DIODES - ETC.

Il est souvent nécessaire de connaître l'état des composants actifs avant de les utiliser ou après une opération maladroite qui a pu faire passer un circuit intégré ou un transistor de vie à trépas. On connaît la fragilité relative de ces éléments qui ne résistent guère à des excès de courant ou de tension au-delà des limites imposées par les constructeurs.

Des « testeurs », néologisme franglais souvent admis dans le jargon des électroniciens, sont relativement répandus qui permettent de connaître les caractéristiques électriques des semi-conducteurs (principalement des transistors) afin de déterminer un gain statique ou dynamique, un courant de fuite, etc.

Dans la grande majorité des cas, il est seulement utile de savoir si le composant auquel on s'intéresse est bon ou mauvais (cas des circuits logiques) et ou si ses caractéristiques de gain peuvent être arbitrairement appréciées dans des conditions moyennes d'utilisation (transistors).

Nous avons imaginé de renfermer dans le même coffret deux dispositifs distincts pouvant permettre de faire un diagnostic rapide et infaillible sur l'état d'un circuit logique en technologie TTL ou C.MOS, d'un transistor, d'un FET, d'un UJT, d'un thyristor, d'un triac, d'une diode etc.

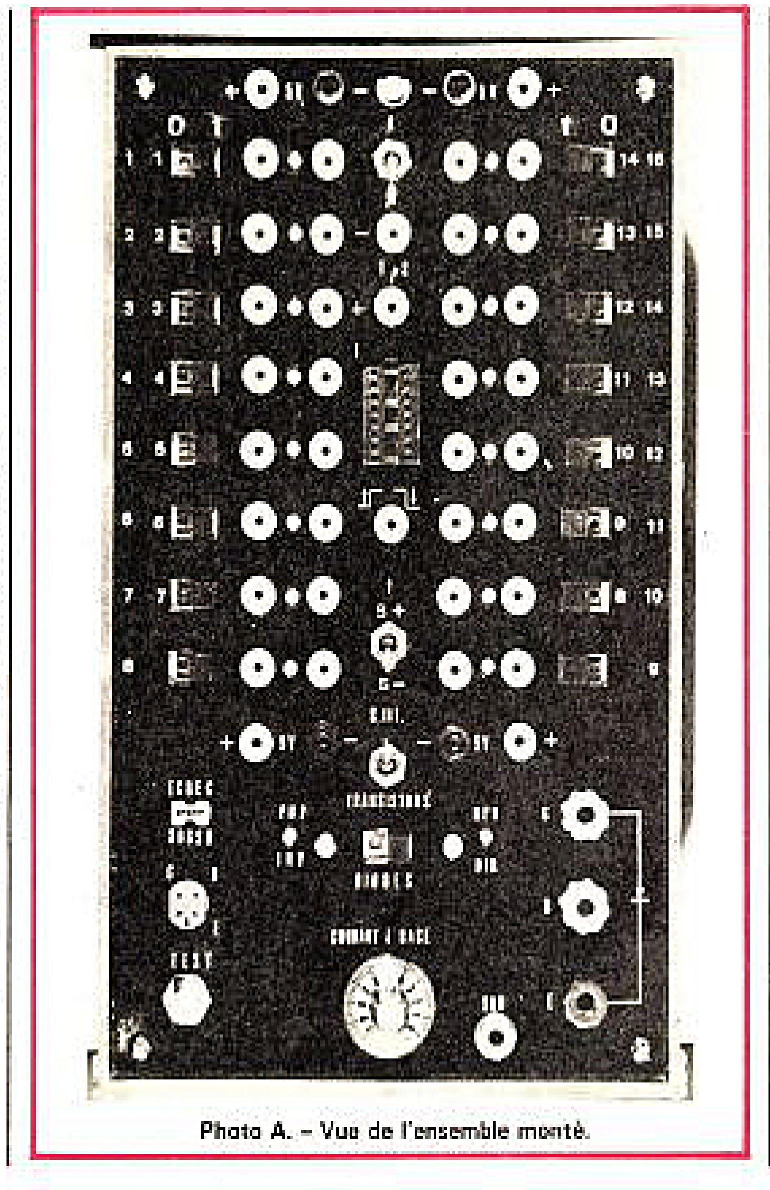


Photo A. – Vue de l'ensemble monté.

Il est inutile d'insister sur l'intérêt que présente une telle « boîte » d'essai, le temps qu'elle peut faire gagner et la patience qu'elle ménagera d'autant que sa réalisation n'est pas hors de portée d'un amateur un peu adroit...

Le but de cet article est de décrire aussi précisément que possible, la construction de cet appareil. L'art et la manière d'en tirer le plus grand profit seront détaillés dans le prochain article.

Principes généraux

La figure 1 présente l'organisation générale de l'appareil d'essai qui comprend quatre parties essentielles :

1) Un dispositif de test d'un circuit intégré logique possédant jusqu'à 16 broches. Ce dispositif comporte, sur chacune de ses bornes, un inver-

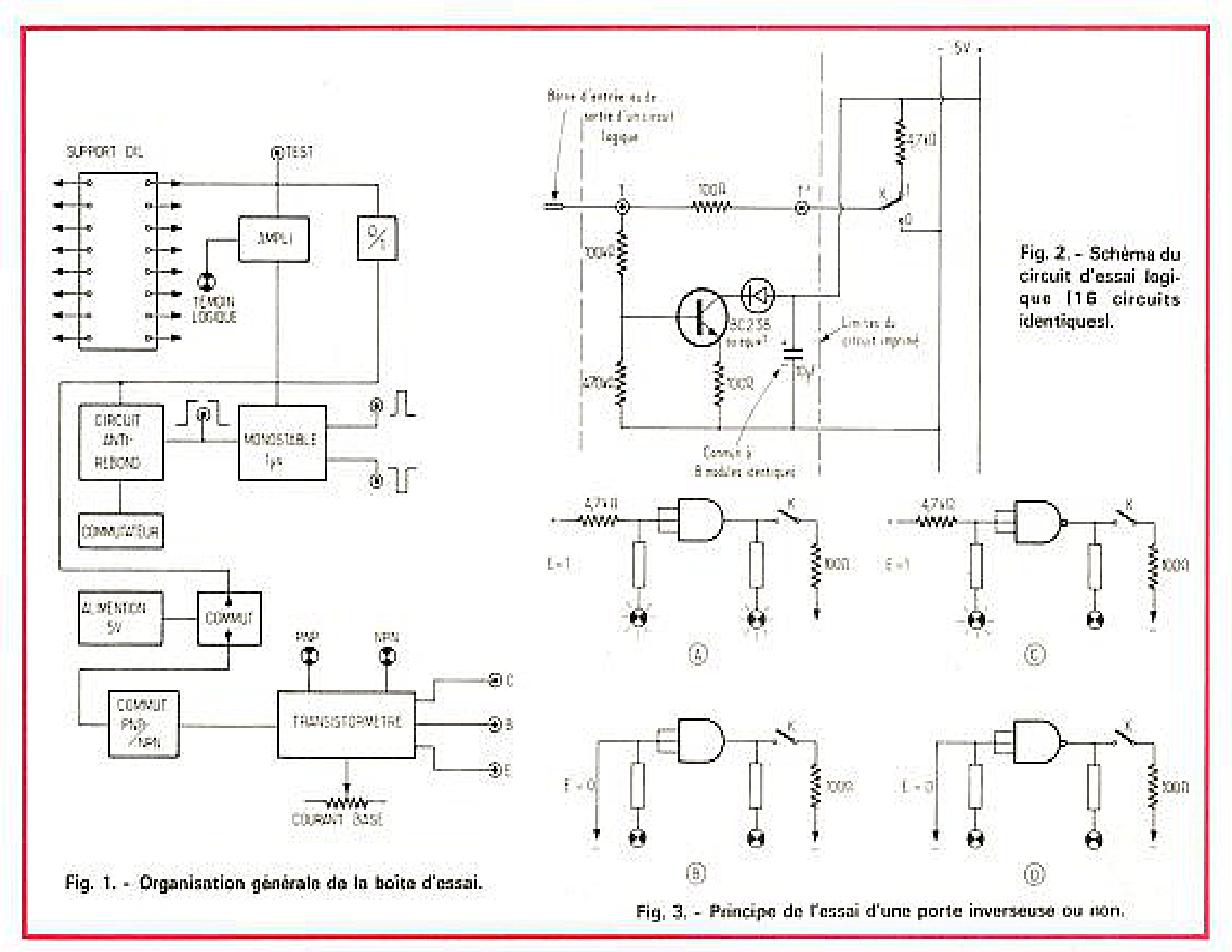


Fig. 1. - Organisation générale de la boîte d'essai.

Fig. 2. - Schéma du circuit d'essai logique (16 circuits identiques).

Fig. 3. - Principe de l'essai d'une porte inverseuse ou non.

seur permettant une commutation sur l'état logique 0 ou 1 et un amplificateur séparateur destiné à connaître l'état logique de la même borne.

2) Une génération de stimulis logiques : front montant ou descendant sans rebond, courte impulsion positive ou négative. Ces signaux sont des auxilliaires précieux pour certains tests logiques.

3) Un transistormètre à seuil, prévu pour les diodes et transistors NPN ou PNP, FET, UJT etc. avec la possibilité de mesurer, en échelle arbitraire, le gain statique des transistors.

4) Une alimentation autonome ou utilisant le secteur.

L'ensemble des fonctions que permet de couvrir cet appareil satisfait les techniciens les plus exigeants. L'aspect didactique, permettant aux néophytes de se familiariser avec le fonctionnement des circuits logiques, n'est pas, non plus, à négliger.

L'ensemble des circuits, y compris l'alimentation, tient très facilement dans un coffret Teko P/4 (210 x 125 x 70 mm).

L'essai des circuits intégrés logiques

Un circuit intégré logique, quel que soit son type (porte, bascule, compteur, mémoire etc.) présente généralement une sortie à l'état 0 ou 1 suivant que l'une ou plusieurs de ses entrées est elle-même à l'état 0 ou 1, de sorte que l'essai de ce circuit se fait en examinant un état de sortie lorsque l'état de l'entrée est imposé, selon les indications de la table de vérité correspondant au circuit en essai.

Ces dispositions s'appliquent évidemment à chacune des bornes actives d'un circuit intégré DIL pouvant comporter jusqu'à 16 pattes.

Afin de simplifier au maximum la configuration de chaque circuit d'essai associé à chaque patte du circuit intégré (répété 16 fois), on a réduit le plus possible le nombre de ses composants, ce qui réduit le coût, mais surtout, simplifie le câblage.

Le schéma électrique du circuit d'essai élémentaire est indiqué sur la figure 2. Chaque borne du circuit est reliée à une prise de test T. Une seconde prise de test T' est reliée à T à travers 100 Ω et à un commutateur K destiné à forcer la borne d'entrée correspondante à l'état 1 ou 0. Dans le cas où K est sur 1, le contact est relié au + 5 V à travers une résistance de 4700 Ω, de sorte que si la borne du circuit en essai était une sortie, l'état de cette sortie serait imposé par le circuit intégré et non par la résistance de 4 700 Ω.

Un témoin logique à LED est réuni à T. Le montage utilise un transistor en émetteur commun, comme l'indique la figure, ce qui permet d'obtenir une impédance d'entrée relativement élevée (courant d'entrée inférieur à 50 µA), afin de ne pas perturber la mesure. La résistance de 100 Ω placée dans l'émetteur régule le courant traversant la diode LED lorsque la tension en T excède 1 V et que la diode s'illumine indiquant que l'état de la borne en essai est « 1 logique ».

Pour illustrer l'utilisation du montage en essai d'une porte ET, on a représenté sur la figure 3, les 4 cas typiques correspondants.

En 3A les entrées d'une porte ET sont portées à l'état 1. Le (ou les) témoin (s) logique(s) d'entrée est (ou sont) allumé(s). Celui de sortie est également allumé puisqu'il n'y a pas d'inversion.

Si le commutateur K de la borne de sortie était placé sur 0, celà reviendrait à charger la sortie de la porte par 100 Ω, entraînant une légère diminution de luminosité en structure

Fig. 4 a

Fig. 4 b

TTL et une extinction totale en C.MOS.

De même, si l'on porte les entrées à 0 (fig. 3 B), la sortie correspondante restera à 0 (diode éteinte) quelle que soit la position du commutateur K en sortie.

Un résultat inverse serait obtenu avec une porte ET inverseuse (NAND), ainsi qu'il est indiqué en 3C, où la sortie est à 0 lorsque les entrées sont à 1, et en 3D, où la sortie est à 1 lorsque les entrées sont à 1.

Ainsi, en faisant passer de 0 à 1 ou de 1 à 0 l'une des entrées d'une porte, on peut vérifier le bon fonctionnement de cette porte. De la même façon, par combinaison d'interconnexions entre les prises de test, on peut réaliser des structures combinatoires permettant la vérification globale du fonctionnement d'un circuit comportant un grand nombre de portes. La seule limitation est le nombre de pattes qui ne doit pas excéder 2 x 8, ce qui couvre la presque totalité des circuits utilisés dans la pratique courante.

Génération de stimulis logiques et alimentation

Le fait de manœuvrer un inverseur (K) peut donc amener l'état d'une entrée à 0 ou 1 mais ne protège pas contre les effets des micro-rebondissements, lesquels sont souvent source de basculements intempestifs lorsqu'il s'agit de vérifier, par exemple, le fonctionnement de circuits monostables ou bistables.

Pour pallier cet inconvénient, on réalise une mise en forme faisant appel à 4 portes NAND (SFC 400E n° 1) montées comme l'indique la figure 4. Si l'on force à 0 l'entrée (5) d'une porte, la sortie (6) correspondante sera à 1 de même que la sortie (8). A l'inverse, si S3 met l'entrée (1) à 0 (en allant de + à –) la sortie (8) reviendra à 0. Ces opérations se font sans rebondissement, même si la qualité du contact de S3 n'est pas parfaite.

Il est parfois nécessaire de disposer d'une impulsion courte unique pour vérifier, par exemple, un basculement. On obtient ce résultat au moyen du circuit SFC 400E n° 2 monté en monostable : le signal transmis de la sortie de la première porte vers une entrée de la seconde est retardé par un circuit intégrateur. Ceci entraîne la production d'une seule impulsion de 1 µs chaque fois que, S3 passant de – à +, le signal à l'entrée du monostable passe de 0 à 1.

Par le jeu de portes montées en inverseuses, on obtient une impulsion positive en sortie (11) et, en même temps, une impulsion négative en (8).

Le passage de S3 de + à – ne crée par de nouvelle impulsion. Les résistances de 22 Ω ont pour but de limiter le courant de court-circuit en cas de manœuvre intempestive.

L'alimentation est constituée d'un jeu de 4 piles R_{20} de 1,5 V montées en série. On a intérêt à choisir des éléments alcalins pour conserver une tension stable aussi longtemps que possible.

La tension globale est donc de 6 V et il convient de l'abaisser à une valeur plus faible pour la rendre compatible

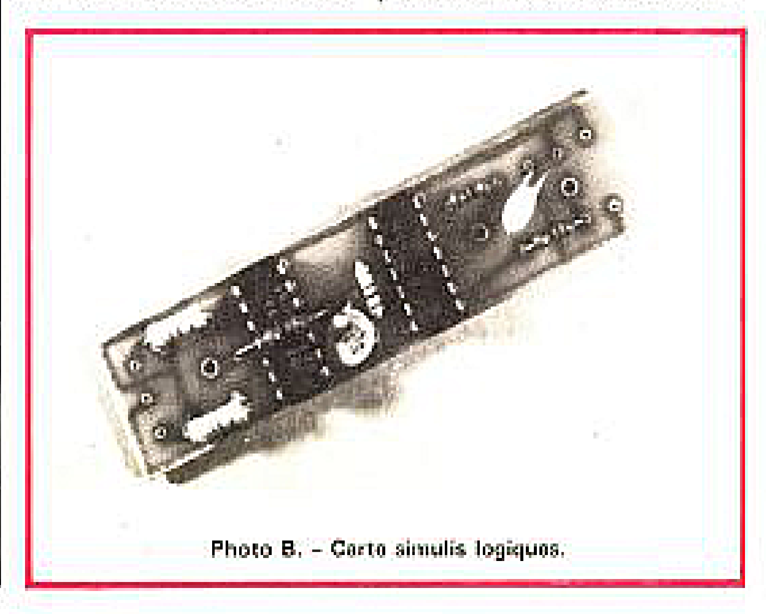


Photo B. – Carte stimulis logiques.

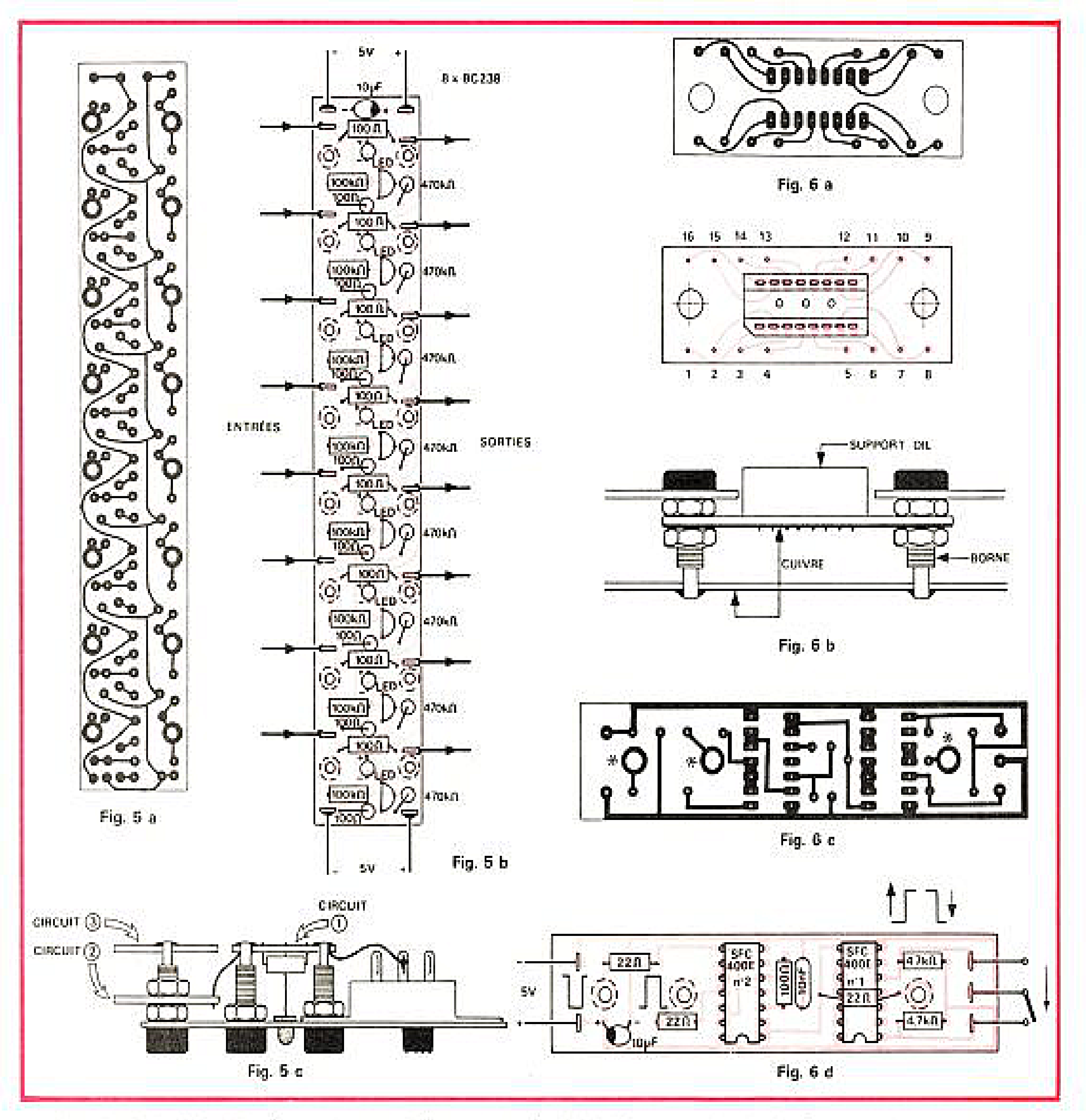


Fig. 5 a

Fig. 5 b

Fig. 5 c

Fig. 6 a

Fig. 6 b

Fig. 6 c

Fig. 6 d

avec les circuits intégrés TTL. Ce résultat est obtenu par la mise en série d'une diode de redressement au silicium qui donnera une chûte de tension de 0,7 à 0,8 V. Par ailleurs, un fusible de 1A protègera les piles contre les effets d'un court-circuit.

Si l'on souhaite réaliser une alimentation secteur, on s'inspirera du schéma de la figure 4 qui présente cette option.

Les bornes + et – de l'alimentation sont envoyées sur un interrupteur général puis sur un inverseur (circuits DIL/Transistors). Un voyant vert à LED indiquera que l'appareil est sous tension et donnera, par son éclat, une idée de l'usure des piles.

Réalisation des circuits d'essais logiques (fig. 5)

Pour des raisons d'encombrement (et de récupération...), les circuits imprimés supportant les témoins logiques ont été réalisés sur une bande de verre époxy cuivrée de 20 mm de large. Le circuit n° 1 présenté sur la figure en est un exemple. En raison de la finesse du tracé, il serait approprié de réaliser ces circuits par le procédé photographique, mais avec un peu d'adresse rien ne s'oppose à ce qu'un amateur patient puisse tracer son circuit au stylo marqueur, si la pointe en est suffisamment fine. On remarquera que pour des raisons bien évidentes d'encombrement, deux résistances ont été montées verticalement sur le circuit.

Après réalisation des circuits n° 1, il est préconisé de faire un essai préalable avant montage. Pour cela, on vérifiera tout d'abord, au moyen d'un ohmmètre qu'il n'existe pas de court-circuit entre + et – 5 V. Lorsque les opérations de câblage seront terminées on fera le même contrôle complété par un examen visuel soigné en éliminant les éventuels ponts de soudure. Après application de la tension d'alimentation aux endroits appropriés, on réunira successivement chacune des entrées (en série avec 100 kΩ) au + 5 V et l'on

constatera l'illumination de la diode Led correspondante.

Chaque circuit n° 1 sera maintenu sur les extrémités des douilles de test. Le diamètre des trous sera donc adapté à cette interface.

Plaque support 16 broches et stimulis logiques (fig. 6)

Ces circuits, respectivement n° 2 et 3 sont également réalisés sur des bandes de 20 mm.

La plaque support 16 broches reçoit le support DIL qui devra être de toute première qualité et de hauteur suffisante. Les connexions à cette plaque sont réalisés par les 16 trous, répartis à la périphérie, vers les entrées des témoins logiques et les bornes de test T.

L'essai préalable du circuit 2 se fera en vérifiant l'isolement de chaque piste de la carte imprimée.

Le circuit supportant le générateur de stimulis logiques, qui comprend deux circuits intégrés et quelques composants, sera réalisé comme l'indique la figure 6 : les circuits intégrés montés en travers seront soudés directement. Comme pour les témoins logiques, la connexion avec les bornes de sortie se fera par soudage de l'extrémité des douilles sur le circuit. On

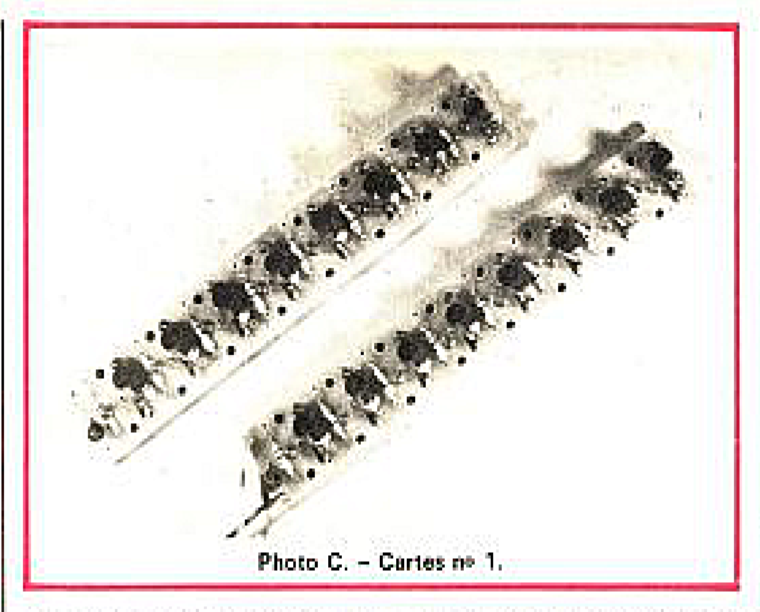


Photo C. – Cartes n° 1.

veillera à bien positionner la résistance de 22 Ω qui enjambe le SFC 400E n° 1 de façon à ce qu'elle soit appliquée contre le circuit intégré au centre de la plaque.

L'essai préalable complet du circuit 3 est un peu plus complexe puisqu'il nécessite l'usage d'un oscilloscope. On soudera (provisoirement) l'inverseur S3 aux endroits indiqués. Un oscilloscope ou un multimètre sera branché sur la sortie de front montant ou descendant. Le circuit étant alimenté sur 5 V, avec la polarité convenable, on constatera que le niveau de sortie est haut (environ + 4,5 V) lorsque l'entrée (5) du circuit n° 1 est réunie au commun (– 5 V).

La vérification du fonctionnement du monostable ne peut se faire qu'au moyen d'un oscilloscope à base de temps déclenchée. On réglera le niveau de synchronisation juste en-dessous du déclenchement et la vitesse de balayage sur une vitesse lente. La sonde de l'oscilloscope sera branchée sur la sortie d'impulsion positive. Le balayage sera déclenché une seule fois lorsque S3 est basculé vers + (avec Synchro +). Il ne se passe rien lorsque S3 est basculé vers –. On répètera la même opération avec la sortie d'impulsion négative (en synchro –). L'oscillo fonctionnera sur synchronisation interne si l'amplificateur vertical est réglé sur 1 V/cm.

Le transistormètre (fig. 7)

Le circuit d'essai pour transistors est des plus simples. C'est une amélioration d'un dispositif que l'auteur a décrit il y a quelques années et qui a fait ses preuves (HP n° 1478, pages 219 et suivantes).

Le principe consiste à mettre le transistor en essai en parallèle sur une diode Led, la résistance série avec la diode constituant la résistance de collecteur du transistor.

En l'absence de courant collecteur ou en cas de coupure du transistor l'éclairement de la diode n'est pas perturbé.

Le circuit de base est constitué d'un pont de résistances entre la source d'alimentation et le commun. Dans la branche supérieure de ce pont un potentiomètre permet de régler la valeur de la polarisation. Si la résistance du potentiomètre décroît, la tension et le courant de base croissent.

Dès que la tension atteint un certain seuil, de 0,6 à 0,8 V, le transistor commence à conduire et la luminosité de la diode diminue. Comme cette luminosité décroît très rapidement avec le courant, on peut associer au seuil d'extinction une valeur de Rb, ce qui constitue une donnée caractéristique du transistor en essai ; il suffit de graduer Rb en valeurs arbitraires. Ces valeurs sont évidemment liées au gain du transistor, mais il ne faut pas faire une extrapolation hardie : le gain, on le sait, est aussi fonction du courant collecteur, de sorte qu'il n'est valable d'établir une correspondance, sur un tel montage, avec le gain statique que pour un courant de 10 à 15 mA.

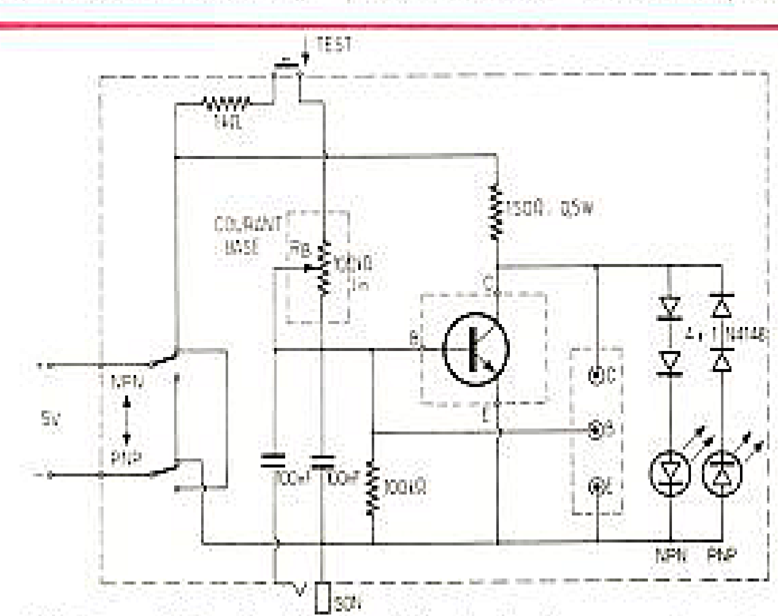


Fig. 7 a. – Schéma électrique et principe de fonctionnement du transistormètre.

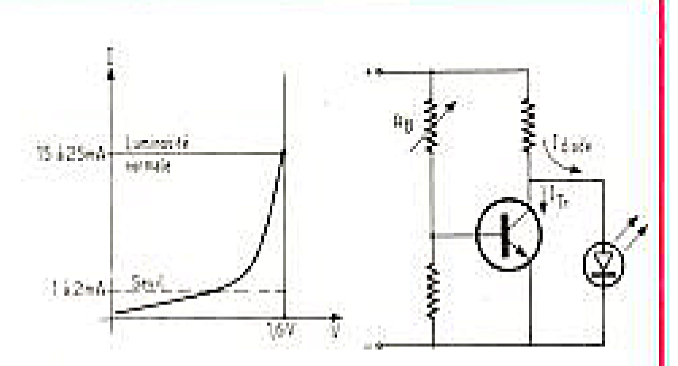


Fig. 7 b :
- Si R_B a une valeur élevée, le transistor est bloqué et la diode est allumée.
- Si on baisse la valeur de R_B, on atteint le seuil de conduction du transistor et l'on dérive une partie du courant diode.
- Pour une valeur suffisamment faible de R_B, la diode s'éteint complètement.

Fig. 8 a

Fig. 8 b

Pour rendre la mesure plus significative, on a monté, en série avec la diode Led, deux diodes silicium 1N4148 qui permettent de remonter la tension collecteur du transistor au voisinage de 3 V.

Pour permettre l'essai des transistors PNP ou NPN, deux dispositifs à diodes sont prévus en sens opposés : ceci simplifie la commutation qui ne concerne que la source d'alimentation. Lorsque l'on est sur NPN, par exemple, la tension collecteur est positive et la diode LED NPN s'illumine. L'autre série de diodes, montées en inverse, présente une résistance infinie. En position PNP, c'est évidemment le contraire qui se passe.

Un poussoir Test est monté en série avec la branche supérieure du pont de polarisation base. Au repos, le circuit est ouvert. Si la diode correspondante s'éteignait dans cette position, cela indiquerait la présence d'un court-circuit interne du transistor. Si, au contraire, en appuyant sur le poussoir tout en diminuant Rb, on n'obtenait pas l'extinction de la diode, c'est que le transistor serait coupé ou que son type (PNP/NPN) ne correspondrait pas à la position indiquée par le commutateur.

Une résistance de 1 000 Ω, montée en série dans le pont de base, évite d'endommager le transistor par un courant excessif lorsque Rb est au minimum.

Les condensateurs de 100 nF montés dans la base sont destinés à l'essai des transistors UJT.

La réalisation du circuit du transistormètre ne présente pas de problèmes particuliers (voir fig. 8). Ce circuit est maintenu par l'inverseur à glissière sur lequel on aura soudé les deux écrous de fixation. La carte que nous présentons est échancrée pour laisser l'emplacement du potentiomètre de réglage de courant base. Une option différente pourrait comporter une plus grande carte sur laquelle serait fixé le potentiomètre.

Les sorties de la carte vers le circuit de mesure comportant deux groupes de bornes E, B, C, l'un destiné à des douilles pour fiche banane de 4 mm, l'autre pour un support de transistor (genre TO5). On peut ajouter, également un support à 5 pattes en ligne, comme le montre la figure, afin de permettre l'essai de transistors (plastique) dont les connexions de sortie sont alignées dans un ordre quelconque.

Les diodes Led sont montées avec des pattes suffisamment longues pour permettre leur passage à travers des trous de 3,5 mm prévus sur le panneau du coffret (voir figure).

On peut éventuellement procéder à un essai préalable du transistormètre, mais il est préférable de vérifier le câblage du circuit et les isolements et ne réaliser l'essai qu'après montage comme il est indiqué plus loin.

Montage de l'ensemble

L'appareil est entièrement contenu dans un coffret Teko P/4. Tous les circuits de mesure sont fixés sur le panneau du coffret, seule l'alimen-

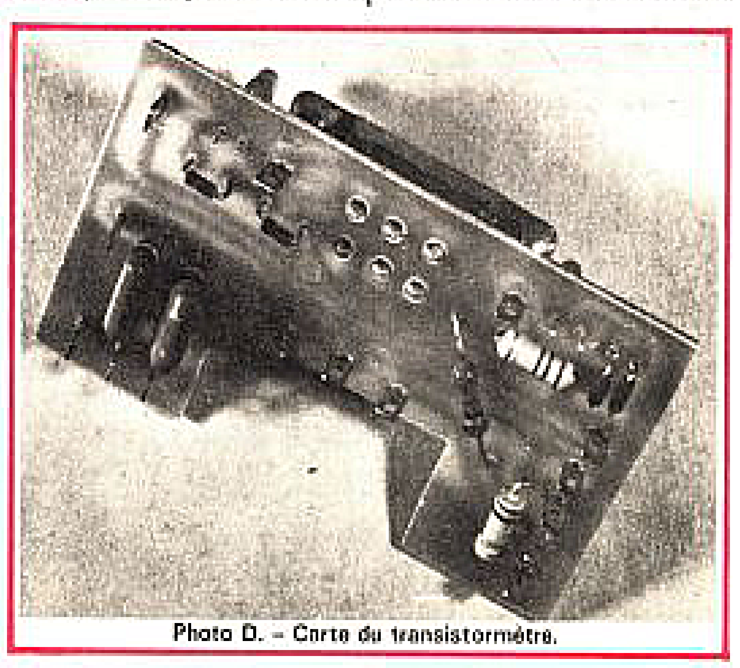


Photo D. – Carte du transistormètre.

tation sera fixée au fond de ce coffret.

Le plan de perçage et de marquage de la face avant de l'appareil est présenté sur la figure 10.

Les détails des figures 5, 6 et 8, ainsi que la figure 9 donnent des précisions sur la façon d'assembler les différentes parties.

L'un des trous de chacun des 16 inverseurs à glissière sera percé à 5 mm afin d'assurer le maintien de l'inverseur par le serrage de l'écrou de fixation de la douille correspondant à la borne T' la plus proche (fig. 5). Les 16 inverseurs seront montés de cette façon sans qu'il soit nécessaire de renforcer la fixation par le 2e point.

Le marquage des bornes est double puisqu'il doit s'adapter aux circuits DIL de 16 ou 14 broches.

L'assemblage des cartes devra se faire dans l'ordre 1, 2, 3. Lorsque l'un des circuits 1 sera fixé, en soudant les cosses des douilles T et T', comme il est indiqué sur la figure 5, on fixera le circuit 2 dans les axes des douilles qui lui sont proches et l'on réunira les connexions correspondantes (1 à 8 d'un côté, 9 à 16 de l'autre) venant du circuit 1 d'abord monté, puis de l'autre. On fera attention à ne pas inverser le sens de branchement et l'on se prémunira des courts-circuits en installant des gaines isolantes.

On soudera enfin le circuit 3.

Le circuit du transistormètre sera monté et les sorties soudées aux points correspondants (fig. 8).

VERS ALIMENTATION
− 5V +
220Ω
4,7 kΩ
CIRCUIT 1
CIRCUIT 3
(CIRCUIT 2)
CUIVRE
VERS ALIM.TRANSISTORMÈTRE

Fig. 9. – Plan de câblage des circuits d'essais logiques.

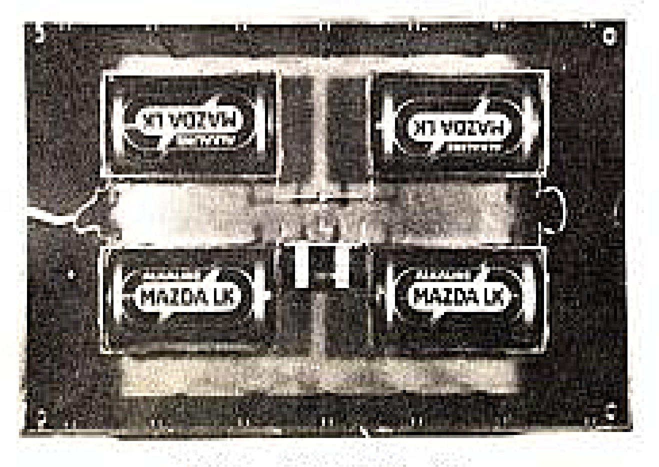


Photo E. – Alimentation à piles.

Le câblage d'interconnexion de la partie DIL sera exécuté selon les indications de la figure 9. On prêtera particulièrement attention au câblage des inverseurs à glissière et à la position des résistances de 4,7 kΩ.

Les éléments R_{20} de l'alimentation à piles seront montés de préférence sur des supports vissés ou collés au fond du coffret. En cas d'alimentation secteur, le transformateur et les autres composants seront fixés sur une petite carte maintenue au fond du coffret par 4 vis écrous et entretoises.

Essai de l'ensemble

Avant d'installer les piles ou de mettre le secteur sur l'appareil, un soin tout particulier sera apporté à l'examen du câblage.

On mettra l'interrupteur général sur A et l'inverseur DIL/TRANSISTORS sur la position transistors.

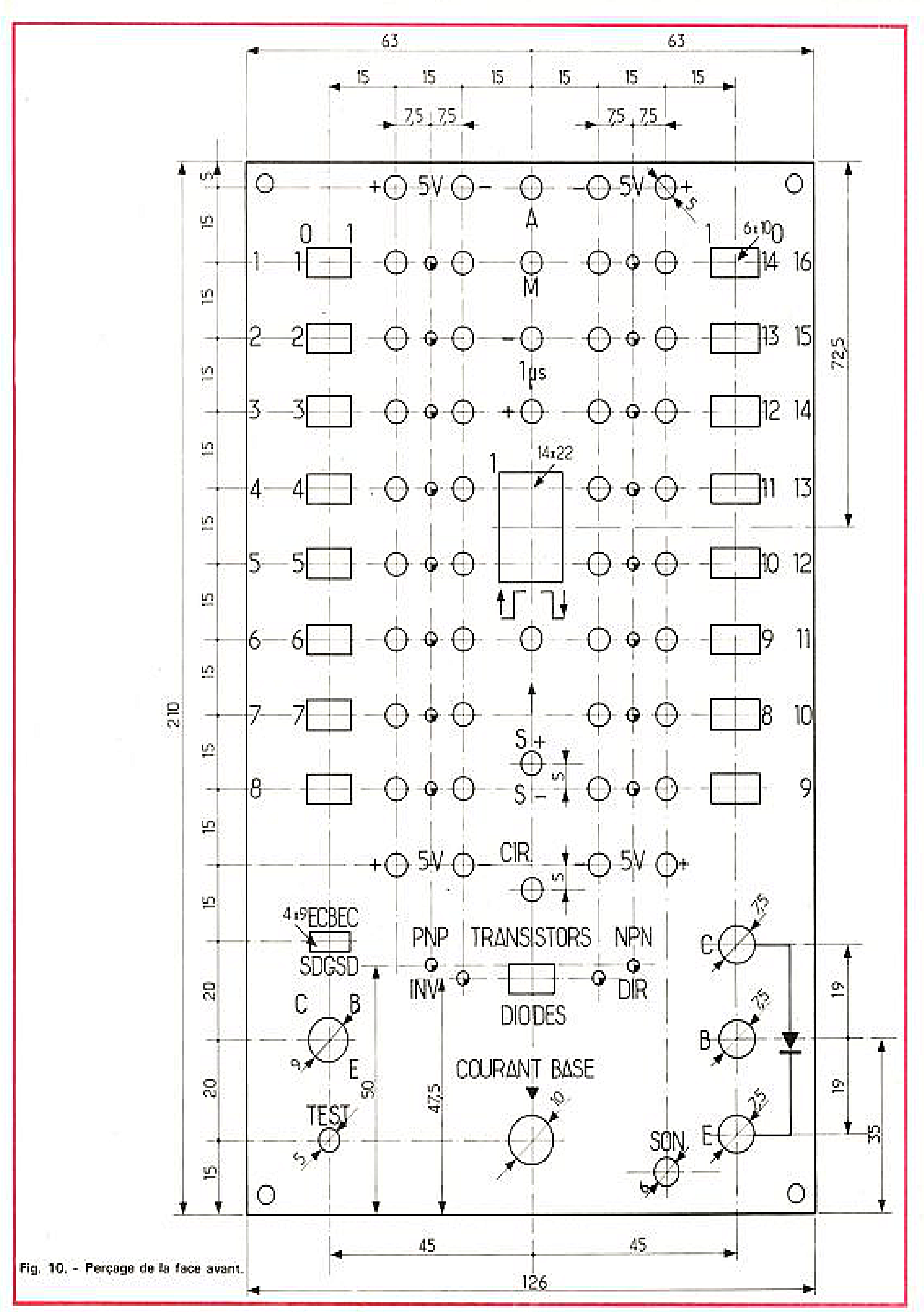


Fig. 10. - Perçage de la face avant.

On installera les piles dans leur logement et l'on mettra l'interrupteur sur M. Le voyant vert doit s'allumer ainsi que la diode LED correspondant au type de transistor sélecté (NPN ou PNP).

Changer de type ; l'autre diode Led doit s'allumer à son tour.

Mettre un transistor quelconque sur le support et l'inverseur PNP/NPN sur la position correspondant au type de ce transistor. Appuyer sur le bouton Test et augmenter le courant base. La diode LED doit s'éteindre pour une certaine valeur arbitraire de courant base.

Mettre les 16 inverseurs du circuit d'essai DIL sur la position 0.

Mettre l'inverseur DIL TRANSISTOR sur la position DIL. Le voyant vert doit rester allumé, mais aucun autre voyant ne doit s'allumer.

En partant de la borne DIL n° 1 jusqu'à la borne n° 16, mettre successivement les inverseurs en position 1 : les témoins logiques correspondants doivent s'illuminer.

L'appareil est en ordre de marche.

Le prochain article traitera des applications que le technicien averti aura sans doute déjà imaginées.

J.C.

(à suivre)

Liste des composants

Ensemble (version à piles)

1 coffret Teko P/4
4 supports de pile R_{20}
4 éléments de pile R_{20} alcalins
1 diode silicium 1N4007 ou équivalent
1 support de fusible et fusible 1 A
35 douilles pour fiche de 2 mm couleur blanc
4 douilles pour fiche de 2 mm couleur rouge.
4 douilles pour fiche de 2 mm couleur noir
3 douilles pour fiche de 4 mm (respectivement noir, blanc, rouge).
1 support de transistor T05
1 bouton poussoir miniature
1 potentiomètre 100 kΩ linéaire
1 bouton de réglage miniature gradué de 0 à 10.
1 jack miniature et prise correspondante (Ø 3 mm)
3 inverseurs doubles subminiatures.
1 voyant vert Led 5 mm.
16 inverseurs doubles à glissière.
16 résistances de 4 700 Ω 0,25 W, 5 % couche carbone
1 résistance de 220 Ω 0,25 W, 5 % couche carbone.

Circuit n° 1 (pour les deux circuits identiques doubler la quantité).

1 carte imprimée 125 x 20 mm (fig. 5)
8 transistors BC238 ou équivalent (plastique).
16 résistances de 100 Ω 0,25 W, 5 % couche carbone.
8 résistances de 100 kΩ 0,25 W, 5 % couche carbone
8 résistances de 470 kΩ, 0,25 W, 5 %, couche carbone.
8 diodes Led Ø 3 mm.
1 condensateur 10 µF (12 V) tantale

Circuit n° 2

1 carte imprimée 55 x 20 mm (fig. 6).
1 support de circuit DIL 16 broches, type haut, de très bonne qualité.

Circuit n° 3

1 carte imprimée 85 x 20 mm (fig. 6).
2 circuits intégrés SFC400E
3 résistances de 22 Ω, 0,25 W, 5 % couche carbone
1 résistance de 100 Ω 0,25 W, 5 % couche carbone.
2 résistances de 4 700 Ω 0,25 W, 5 % couche carbone
1 condensateur 10 nF céramique
1 condensateur 10 µF (12 V) tantale

Circuit transistormètre

1 carte imprimée 70 x 40 mm (fig. 8).
12 cosses à souder pour circuit imprimé
1 inverseur double à glissière.
4 diodes 1N4148 ou équivalent
2 diodes LED Ø 3 mm.
1 résistance 1 000 Ω 0,25 W, 5 % couche carbone.
1 résistance 100 kΩ 0,25 W, 5 % couche carbone.
1 résistance 150 Ω 0,5 W, 5 % couche carbone
2 condensateurs 100 nF mylar ou polyester.

REALISEZ

UNE SIRENE DE POLICE

CE montage vous permettra de réaliser très facilement une sirène électronique en tous points similaire aux avertisseurs de police. Alors que les sirènes qui retentissent sur les toits des véhicules d'ordre sont mécaniques, à moteur rotatif, la nôtre est entièrement statique et ne se compose que de transistors et de circuits intégrés. L'emploi de ce type de sirène sur véhicules terrestres est formellement interdit. Cependant, on peut l'utiliser pour un anti-vol, sur un bateau comme corne de brume ou comme avertisseur de gaz toxique. Le modèle que nous vous présentons peut développer une puissance quelconque. Nous avons utilisé un petit haut-parleur, mais rien ne s'oppose à l'installation d'un transducteur plus puissant en ajoutant des transistors de sortie en parallèle.

Principe

Comme le montre la figure 1, il s'agit d'un oscillateur commandé en fréquence, VCO (Voltage Controled Oscillator) dans un montage à deux fréquences de sortie, commandées par deux niveaux de tension, toujours les mêmes, fournies par un deuxième oscillateur, de rythme.

Description

Nous avons porté sur la figure 2 le schéma de détail du dispositif. Les deux oscillateurs sont, à peu de chose près, identiques. Leur fréquence varie, néanmoins, les composants de l'un devant donner une fréquence-audio, alors que l'autre sera chargé d'influencer la fréquence d'oscillation du premier une ou deux fois par seconde, pour imiter un type de sirène, à deux tons, donné.

Cependant, l'oscillateur formé par les inverseurs I_4, I_5, I_6 est un véritable VCO, très simple. Sa fréquence de sortie peut varier analogiquement, c'est-à-dire par variations continues, entre deux limites de décrochage, moins étendues que sur les modèles plus perfectionnés. Sans entrer dans des détails, sachons que la période d'un tel oscillateur dépend du produit R x C. La valeur de la résistance conditionne le temps de charge et de décharge du condensateur. A chaque passage de la tension d'entrée de I_4 par $1/2\ V_{DD}$, il y a basculement. Dans l'oscillateur pilote, I_1, I_2, I_3, rien ne vient perturber le régime de charge ou de décharge du condensateur. La période reste constante et grâce à l'emploi d'inverseurs CMOS, de très grande impédance d'entrée, les périodes peuvent être aussi longues qu'on le désire.

Pour une sirène de police, un à deux Hz suffisent. On peut descendre plus bas et donner un caractère triste à l'appel sonore, pour une détresse prononcée. Les circuits employés le permettent. Il suffit de faire varier la valeur de R_1. L'autre oscillateur, en revanche, n'a pas de fonctionnement stable.

Le régime de charge ou de décharge du condensateur de temporisation peut être modifié par une « saignée » de courant pratiquée à l'aide du transistor T_1. Ce courant pourra être commandé en tout ou rien ou finement. Il produit une modulation de fréquence, qu'on va utiliser pour imiter le fonctionnement des engins mécaniques à moteur.

Pour ce faire, nous le commandons par le premier oscillateur. Deux possibilités s'offrent à nous : soit utiliser un changement de fréquence sec, soit un changement doux, que nous appelons « gazouillis ». Dans le deuxième cas, l'onde de commande du changement de fréquence n'est pas carrée, mais plus ou moins en triangle.

Le résultat de cette modulation en fréquence, nous le voyons sur l'oscillogramme : le passage d'une fréquence à l'autre, même pour une commande en signaux carrés, n'est pas très net. Il y a un certain flou entre les deux fréquences. Le rapport cyclique varie lui aussi. Quoi qu'il en soit, probablement grâce aux réglages, ou peut-être à cause du fait que, dans la mécanique, ce flou subsiste aussi, la ressemblance de notre signal à celui qu'on s'était proposé d'imiter par des

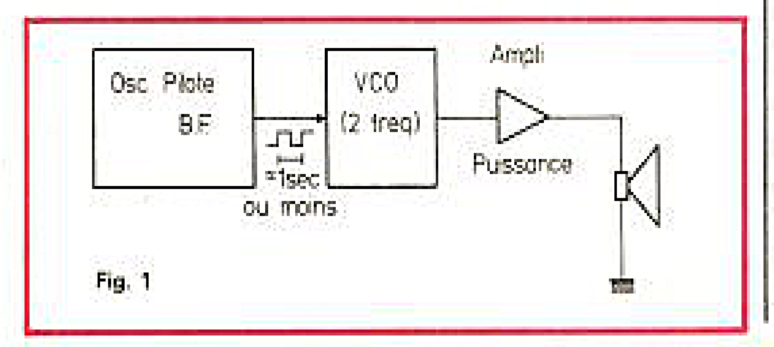


Fig. 1

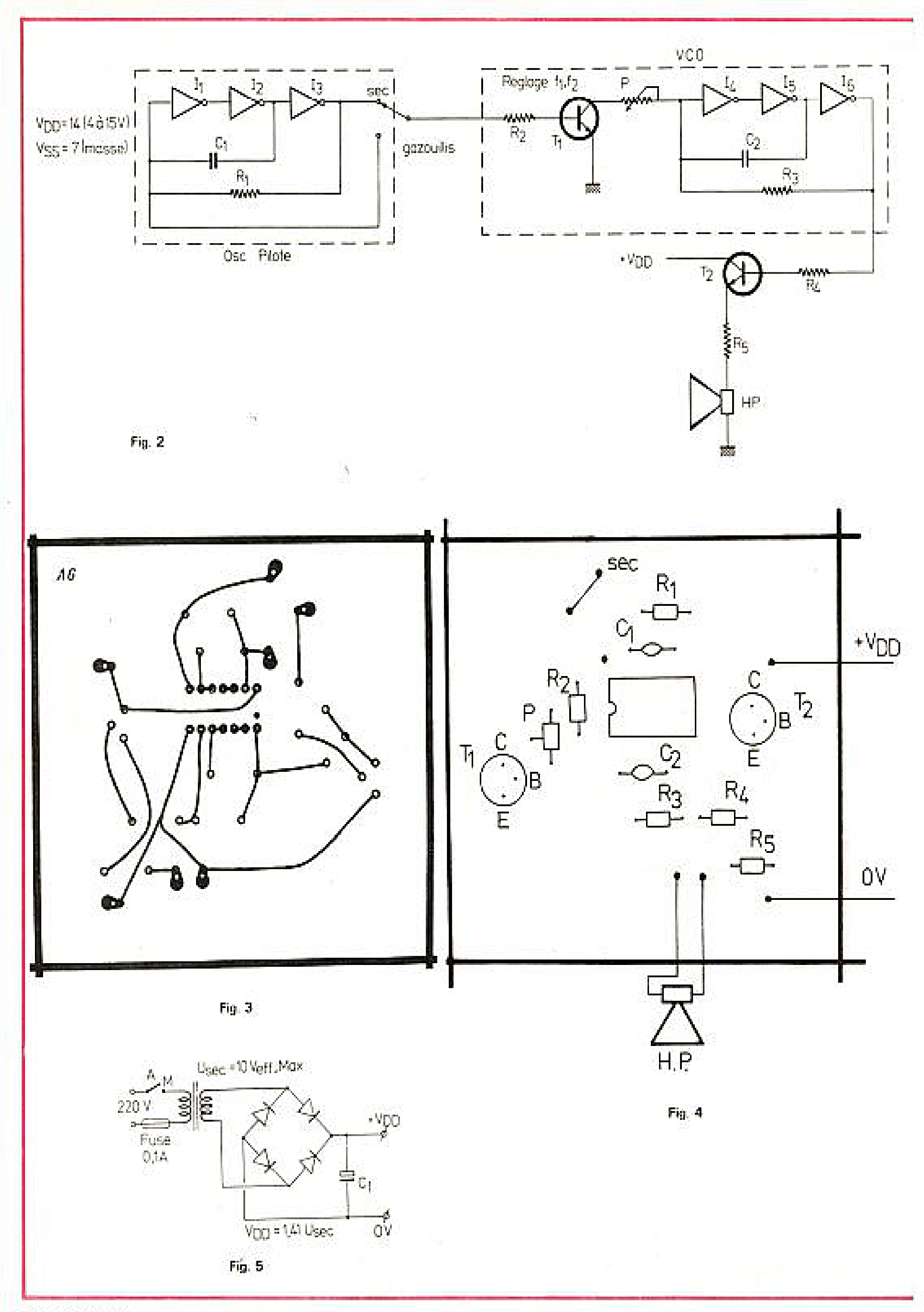


Fig. 2

Fig. 3

Fig. 4

Fig. 5

moyens électroniques, est frappante.

Un transistor, T_2 sert à amplifier le signal pour le rendre compatible avec un haut-parleur.

A ce sujet, nous pouvons souligner ceci : la puissance que l'engin pourra débiter en charge dépend principalement de l'impédance du transducteur. La tension maximale, crête à crête, de sortie est limitée. Elle ne doit pas dépasser 15 V, voir 18 V max. Dans ces conditions, un haut-parleur de 100 Ω, par exemple, ne pourra pas fonctionner à plus de :

$$Pd = (1/2\ U/\ 1{,}41)^2\ /\ (100\ \Omega)\ \text{Watts}$$

ce qui ne dépasse guère 1/4 de watt. Sur la même sortie, un haut-parleur de 10 Ω dissipera 4 W, à 2,5 Ω il dépassera les 16 W, et pour pouvoir supporter de si faibles impédances, on peut utiliser autant de transistors-Darlington que nécessaire.

Tel est le fonctionnement de la sirène électronique que nous vous proposons...

Réalisation

Vous trouverez sur la figure 3 le mylar du circuit imprimé à réaliser, l'implantation des composants devant se faire conformément à la figure 4. Après avoir câblé les composants, branché le haut-parleur et alimenté le montage (l'alimentation, dont la figure 5 montre la simplicité, ne doit pas dépasser 15 V, tension maximale du circuit CMOS utilisé), on règle les deux tons par le potentiomètre P.

Le haut-parleur d'essais que nous avons utilisé avait environ 25 Ω. Tout autre haut-parleur convient. Pour augmenter le volume on peut procéder comme indiqué au précédent chapitre.

Etant donné le fonctionnement en tout ou rien, le transistor T_2 ne chauffe point, même pour des puissances importantes. Pour une une puissance de sortie plus importante, augmenter la valeur du condensateur de filtrage, C_F sur la figure 5.

L'alimentation, non régulée, exige un transformateur d'alimentation sur mesure, au besoin sous-dimensionné, mais jamais plus grand que prévu, sinon la tension de sortie dépasserait les limites admissibles.

Note : sur le circuit imprimé de la figure 3 nous avons figuré le commutateur son sec ou doux sur la position « sec ». Pour changer, couper le trajet menant à « sec » et câbler un commutateur en règle.

A. GALIEN

Liste des composants

Circuit C.MOS CD 4069
R_1 : 330 kΩ 10 % 1/2 W
R_2 : 15 kΩ 10 % 1/2 W
R_3 : 22 kΩ 10 % 1/2 W
R_4 : 10 kΩ 10 % 1/2 W
R_5 : 330 Ω 10 % 1/2 W
C_1 : 1 μF, papier, 25 V
C_2 : 47 nF, papier 25 V
P : 100 kΩ ajustable
T_1 : 2N 2222 (NPN faible puissance quelconque)
T_2 : selon puissance en charge. Ex. 2N 1711, pour 1 à 4 W
Transformateur : 220 V/ 10 V eff max.
Pont : 1A/ 25 V
C_F : 1 000 μF/25 V électrolytique.

LE TERMINAL VIDÉO

NOUS allons commencer aujourd'hui l'étude de la partie la plus demandée de cette réalisation ; à savoir le terminal vidéo ; celui-ci se subdivise en deux parties bien distinctes ; le circuit associé au clavier ASCII et le circuit associé à la visualisation alphanumérique sur écran de télévision. Ces deux domaines étant nouveaux pour bon nombre d'entre vous ; nous vous proposons une étude théorique simple mais complète suivie bien sûr de la réalisation pratique détaillée de deux terminaux vidéo, nous verrons le pourquoi de ce « 2 » plus avant. Avant d'entrer dans le vif du sujet, nous allons cependant terminer l'étude entreprise le mois dernier en décrivant le fonctionnement des programmes « Punch » et « Load » de J-Bug, car cela n'est pas sans intérêt.

Le programme « Punch » :

Nous avons vu le mois dernier que le format des données enregistrées sur la bande était assez complexe puisque cela se présente de la façon suivante :

– 30 secondes de « 1 » logiques au début de chaque enregistrement,
– la lettre B ensuite,
– un mot de 8 bits indiquant le nombre de données qui suivent,
– deux mots de 8 bits indiquant l'adresse de début de la zone d'où proviennent ces données,
– les données en nombre maximal de 256,
– 25 « 1 » logiques,

un G si l'enregistrement est terminé ou une nouvelle séquence identique à la précédente (mais sans les 30 s de « 1 ») s'il y a plus de 256 mots de données pour un enregistrement.

Toutes ces conditions compliquent un peu le principe du sous programme Punch de J-Bug qui doit réaliser automatiquement le formatage ci-dessus avec, en plus, le calcul du nombre de mots de données à partir des adresses de début et de fin de la zone mémoire à enregistrer ; adresses stockées respectivement en A002, A003 et A004, A005.

L'organigramme complet de Punch est indiqué figure 1 ; malgré son aspect complexe, nous allons voir que tout cela est simple et logique.

A ce propos nous nous permettons d'insister sur l'intérêt que présente, pour des lecteurs n'ayant jamais fait de programmation de microprocesseurs, la lecture et la compréhension de ce qui va suivre ; c'est en effet en écrivant des programmes que l'on apprend à programmer, mais également en étudiant les programmes existants ; de plus cela permet de prendre connaissance de certaines astuces auxquelles il est parfois bien utile d'avoir recours.

Avant d'aller plus avant, nous remarquons que Punch fait appel à trois sous-programmes PNLDR, OUTCH et PUN que nous allons étudier.

L'organigramme de OUTCH est visible figure 2 ; nous commençons par sauvegarder B dans la pile, nous verrons pourquoi tout à l'heure, puis le registre d'état de l'ACIA (baptisé ACIAS pour ACIA status) est chargé dans B. Deux décalages à droite permettent de tester le bit 2 de l'ACIAS ce qui indique si l'ACIA est à même d'accepter une nouvelle donnée à transmettre ou non ; si non on charge à nouveau B par ACIAS et ainsi de suite jusqu'à ce que l'ACIA soit prêt. Lorsque celui-ci est prêt : la donnée contenue dans A (nous verrons lors de l'étude de Punch que celle-ci avait été mise dans A avant l'appel à OUTCH) est chargée dans ACIAD (registre de données de l'ACIA ; baptisé ACIAD pour ACIA Data). B est alors chargé par la valeur qui avait été sauvegardée dans la pile et l'on effectue le retour au programme principal.

Le sous-programme PUN est encore plus simple comme le montre l'organigramme de la figure 3 ; le contenu de la case mémoire d'adresse contenue dans X (puisque l'on fait un

adressage indexé avec déplacement nul matérialisé par le symbole 0, X) est chargé dans A (c'est la donnée à enregistrer) puis l'on fait appel à OUTCH (donc on envoie en fait cette donnée via l'ACIA sur le magnétophone) puis au retour de OUTCH l'index est augmenté de 1 pointant ainsi sur la donnée suivante, celle qui vient d'être enregistrée.

Le sous-programme PNLDR est celui qui enregistre les successions de « 1 » logiques sur la bande ; tant au début (d'où son nom d'ailleurs puisque PNLDR est la contraction de Punch Leader, leader signifiant « premier » en anglais) qu'au milieu des enregistrements pour les 25 « 1 » de séparation entre blocs de données successifs.

On place donc FF dans A ; c'est-à-dire que A ne contient que des « 1 » puis on fait appel à OUTCH : X est alors diminué de 1 et testé pour voir s'il est nul ; sinon on refait appel à OUTCH pour sortir une nouvelle série de « 1 ». Nous voyons donc que le nombre de « 1 » logiques émis est réglable par modification du contenu de X avant l'appel de PNLDR.

Nous sommes maintenant en mesure d'aborder l'étude de l'organigramme complet de Punch visible figure 1.

Une très courte séquence au début de celui-ci initialise l'ACIA c'est-à-dire qu'en écrivant un certain mot (ici 01010001) dans l'ACIAS on indique à celui-ci comment il va devoir travailler (nombre de bits du mot transmis, parité, nombre de bits de start, de stop, etc. revoir éventuellement la définition des bits dans une transmission série étudiée dans nos précédents articles).

X est ensuite chargé par 3FF ce qui, compte tenu des vitesses de transmission fera émettre 30 s de « 1 » environ lors de l'appel à PNLDR. Vient ensuite une séquence de 4 opérations qui a pour but de calculer la longueur totale de la zone mémoire à enregistrer ; pour bien comprendre le fonctionnement, il faut savoir que : ENDA = A004 ; BEG A = A002.

Nous avons ici une soustraction ou plutôt une pseudo

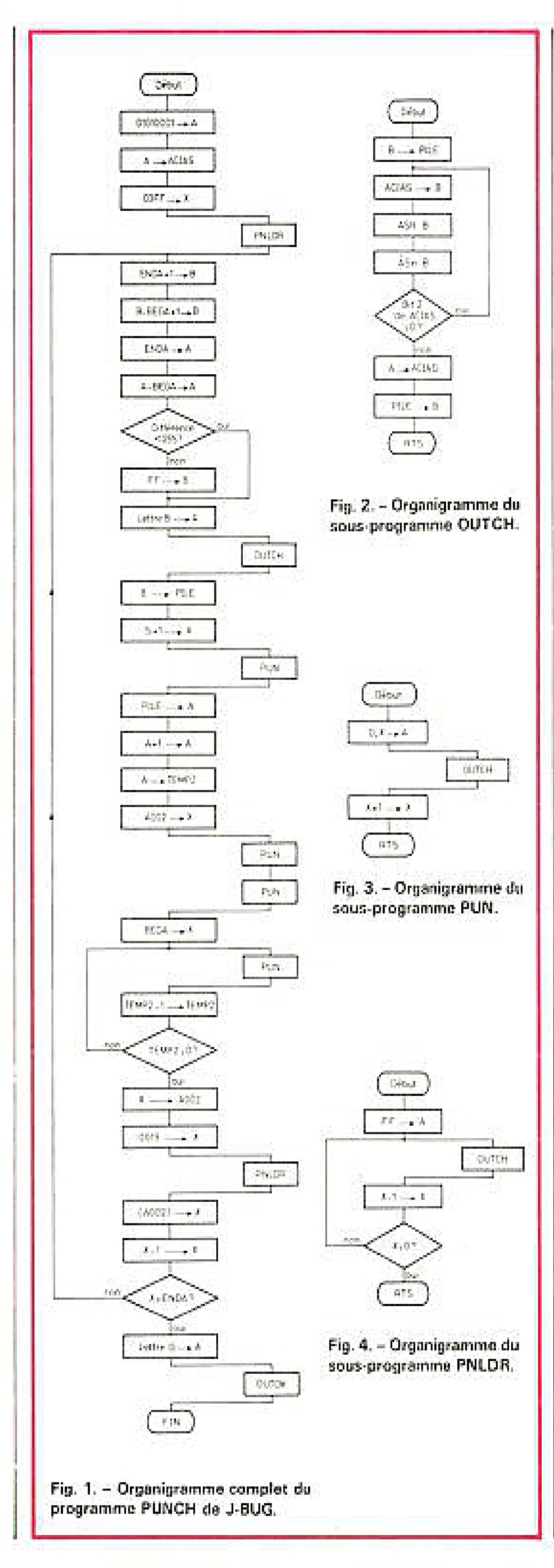


Fig. 1. – Organigramme complet du programme PUNCH de J-BUG.

Fig. 2. – Organigramme du sous-programme OUTCH.

Fig. 3. – Organigramme du sous-programme PUN.

Fig. 4. – Organigramme du sous-programme PNLDR.

soustraction sur 16 bits qui laisse dans A et B les indications suivantes :

– s'il y a moins de 256 mots de données à enregistrer : le contenu de A est nul tandis que B contient le nombre de données,

– s'il y a plus de 256 mots de données : on se moque du contenu de B ; le contenu de A ne servant que dans le test qui suit à aiguiller le programme au bon endroit.

En effet si A est nul, on ne modifie pas le contenu de B ; si A est non nul on charge B par FF : B étant le compteur de mots cela aura pour effet, soit d'enregistrer le nombre exact de données ; soit d'enregistrer un premier bloc de 256 mots.

La lettre B indicatrice du début de l'enregistrement est alors placée dans A, puis un appel à OUTCH a pour effet de la faire enregistrer sur la bande après la série de « 1 ».

Le registre B qui contient, rappelons le, le nombre de mots de données à enregistrer est alors sauvegardé dans la pile, puis vient une opération curieuse pour le non initié : le contenu du pointeur de pile augmenté de 1 est transféré dans X, ce qui a pour effet de mettre dans X l'adresse à laquelle vient d'être sauvegardé B grâce au B → pile précédent. Dès lors l'appel à PUN a pour effet de faire enregistrer sur la bande la valeur contenue dans B c'est-à-dire le nombre de données ou 255 selon le cas : puisque PUN envoie sur la bande la valeur rangée à l'adresse 0, X (revoir éventuellement la figure 3). Le contenu de la pile est ensuite envoyé dans A c'est-à-dire que A contient maintenant la valeur du nombre de données à enregistrer (valeur qui était initialement dans B) : cette valeur est augmentée de 1 puis rangée à une adresse de stockage temporaire baptisée TEMP 2 (TEMP 1 existant par ailleurs dans J-BUG). Le fait de charger X par A002 permet ensuite lors du premier appel à PUN d'enregistrer ce qui est contenu en A002, c'est-à-dire les 2 chiffres de poids fort de l'adresse de début de la zone mémoire à enregistrer puis, comme PUN augmente X de 1,

```
E 32 F   86  51     PNCH     LDA A # % 0 1 0 1 0 0 0 1
E 331    B7  8008            STA A ACI AS
E 334    CE  03FF            LDX    # $ 03 FF
E 337    8D  54              BSR    PNL DR
E 339    F6  A005   PUND 10  LDA B ENDA + A
E 33 C   F0  A003            SUB B BEGA + 1
E 33 F   B6  A004            LDA A ENDA
E 342    B2  A002            SBC A BEGA
E 345    27  02              BEQ    PUND 25
E 347    C6  FF     FF       LDA B # $ FF
E 349    86  42     PUND 25  LDA A # 'B
E 34 B   8D  2D              BSR    OUTCH
E 34 D   37                  PSH B
E 34 E   30                  TSX
E 34 F   8D  36              BSR    PUN
E 351    32                  PUL A
E 352    4C                  INC A
E 353    B7  A019            STA A  TEMP 2
E 356    CE  A002            LDX    # BEGA
E 359    8D  2C              BSR    PUN
E 35 B   8D  2A              BSR    PUN
E 35 D   FE  A002            LDX    BEGA
E 360    8D  25     PUND 30  BSR    PUN
E 362    7A  A019            DEC    TEMP 2
E 365    26  F9              BNE    PUND 30
E 367    FF  A002            STX    BEGA
E 36 A   CE  0019            LDX    # $ 0019
E 36 D   8D  1E              BSR    PNLDR
E 36 F   FE  A002            LDX    BEGA
E 372    09                  DEX
E 373    BC  A004            CPX    ENDA
E 376    26  C1              BNE    PUND 10
E 378    86  47              LDA A # $'G
E 37 A   37         OUTCH    PSH B
E 37 B   F6  8008   OUTC 1   LDA B ACI AS
E 37 E   57                  ASR B
E 37 F   57                  ASR B
E 380    24  F9              BCC    OUTC 1
E 382    B7  8009            STA A ACI AD
E 385    33                  PUL B
E 386    39                  RTS
E 387    A6  00     PUN      LDA A 0,X
E 389    8D  EF              BSR    OUTCH
E 38 B   08                  INX
E 38 C   39                  RTS
E 38 D   86  FF     PNLDR    LDA A # $ FF
E 38 F   8D  E9              BSR    OUTCH
E 391    09                  DEX
E 392    26  F9              BNE    PNLDR
E 394    39                  RTS
```

Figure 5. - Listing complet de PUNCH extrait de J-BUG.

lors du deuxième appel à PUN on enregistre ce qui est contenu en A003 c'est-à-dire les 2 chiffres de poids faible de l'adresse de début ; nous venons donc d'enregistrer l'adresse complète de début de la zone mémoire à conserver sur cassette. BEGA est ensuite placé dans X ce qui a pour effet de mettre le contenu de A002 et A003 dans X donc de faire pointer celui-ci sur le premier mot de donnée à enregistrer. Un appel à PUN est utilisé pour enregistrer ce dernier ; TEMP 2 qui contient le nombre de données à enregistrer est alors diminué de 1 et testé par rapport à 0 ; si TEMP 2 est différent de 0 on continue ce cycle (X augmentant automatiquement de 1 à chaque appel de PUN) ; lorsque TEMP 2 = 0 ; X est sauvegardé en A002 (et donc A003) c'est-à-dire que l'endroit où l'on s'est arrêté d'enregistrer est maintenant indiqué par le contenu de A002 et A003 ; puis X est chargé par 19 ce qui a pour effet lors de l'appel à PNLDR de faire enregistrer 25 « 1 » logiques sur la bande (19 en hexadécimal étant égal à 25 en décimal). Le contenu de A002 (et donc de A003 puisque X a 16 bits) est chargé dans X ; diminué de 1 puisque PNU l'avait augmenté de 1 et comparé à ENDA qui est l'adresse de fin de la zone à enregistrer ; si il y a égalité ; la lettre G est mise dans A et un appel à OUTCH l'enregistre et termine ainsi le cycle ; sinon on remonte au calcul de longueur et on continue un nouveau cycle sans l'enregistrement des 30 s de « 1 ».

Nous voyons donc que les opérations correctes ont été effectuées de façon à produire une bande au format annoncé précédemment. Afin d'être complet ; nous indiquons en figure 5 le listing complet (avec les appellations d'origines) de Punch extrait de J-BUG ; vous pouvez le vérifier en faisant un M des adresses voulues. La syntaxe utilisée dans ce listing est normalisée chez Motorola ; nous y reviendrons lors de l'étude de l'assembleur ; rappelons simplement la signification des symboles :

- % signifie que ce qui suit est à prendre en binaire
- = signifie que l'adressage immédiat est utilisé
- $ signifie que ce qui suit est en hexadécimal
- ' (apostrophe) signifie que ce qui suit est en ASCII.

Nous nous excusons d'avoir été un peu long, mais nous pensons que cette étude est loin d'être inutile surtout si nous voulons par la suite écrire notre propre moniteur, comme ce sera le cas lors de la mise en place du BASIC et du terminal vidéo. Nous allons maintenant étudier plus succinctement le programme LOAD qui a l'avantage d'être beaucoup plus simple.

Le programme LOAD

Son organigramme complet et détaillé est visible figure 6 ; il fait appel à un seul sous-programme INCHR que nous allons étudier préalablement grâce à la figure 7.

Le registre d'état de l'ACIA (ACIAS) est chargé dans A et le bit 1 de ce dernier est testé ; s'il est à 1 cela indique qu'un caractère est reçu ; auquel cas celui-ci est chargé dans A ; sinon un nouveau changement par A de ACIAS a lieu jusqu'à ce qu'un caractère soit reçu.

Le programme LOAD se comprend dès lors facilement ; les deux premières cases initialisent l'ACIA de la même façon

que pour PUNCH; ensuite un appel à INCHR a pour effet de charger A par le premier caractère reçu du magnétophone; celui-ci est comparé à « B » puis à « G »; si aucune comparaison ne marche on reprend l'« écoute » de la bande; si le caractère est égal à « B », un nouveau caractère est attendu puis est transféré dans l'accu B et augmenté de 1. B contient donc le nombre de données plus 1. Le caractère suivant est placé dans BEGA (A002) et le suivant dans BEGA + 1 (A003); l'adresse de début des données soutenues sur la bande est donc disponible (pour l'utilisateur éventuellement s'il veut faire une vérification) en A002 et A003 comme à l'enregistrement. Cette valeur est d'ailleurs chargée dans X et les caractères entrés ensuite sont rangés en mémoire au moyen de l'adressage indexé avec déplacement nul. A chaque rangement B est diminué de 1; lorsque B = 0 un nouveau caractère est entré et est comparé à « B » puis à « G » et un nouveau cycle recommence si l'on trouve « B » tandis que « G » termine le programme LOAD. Un point important est à remarquer: si lors de la mise en service du programme et par suite d'un défaut de l'ensemble bande – magnétophone – carte ISA, le B n'est pas reconnu, le programme peut « tourner en rond » indéfiniment: seules la détection du G et l'action sur Reset peuvent l'arrêter. Un programme plus complexe serait réalisable, avec détection et indication des erreurs, mais dans ce cas il ne rentrerait pas dans les 1024 mots de J-BUG (où restent seulement trois adresses libres !!).

La figure 8 donne le listing, extrait directement de J-BUG, de LOAD. Les appellations d'origine ont été conservées et les symboles ont, bien sûr, la même signification que pour PUNCH.

Le terminal vidéo

Comme nous l'avons déjà indiqué; la mise en place d'un clavier ASCII et d'une visuali-

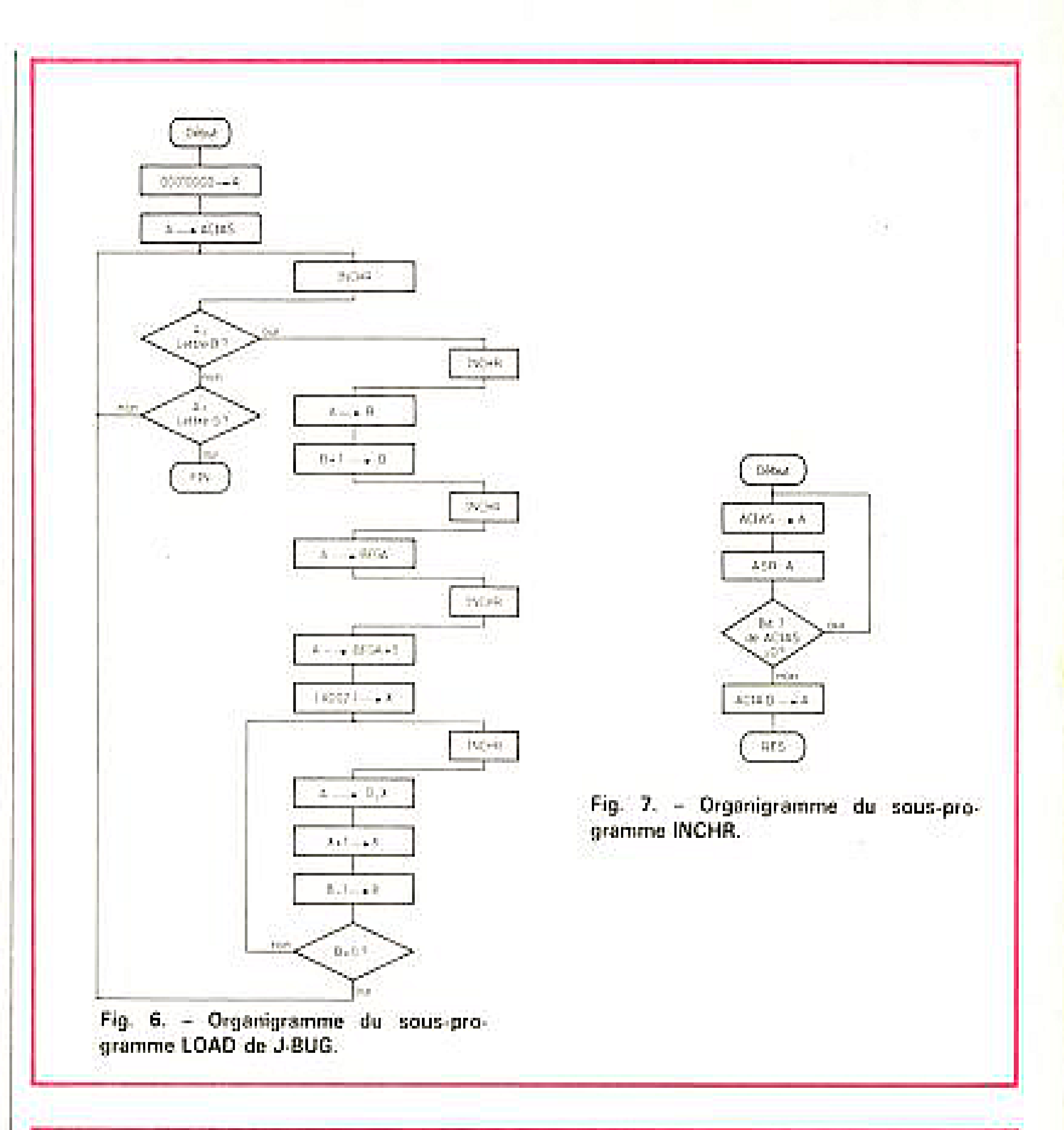


Fig. 6. – Organigramme du sous-programme LOAD de J-BUG.

Fig. 7. – Organigramme du sous-programme INCHR.

```
E 395    86  10      LOAD     LDA A # % 0 0 0 1 0 0 0 0
E 397    B7  8008             STA A ACI AS
E 39 A   8D  24      BILD     BSR   INCHR
E 39 C   81  42               CMP A # ' B
E 39 E   27  05               BEQ   RDBLCK
E3A 0    81  47               CMP A # ' G
E 3A 2   26  F6               BNE   BILD
E 3A 4   39                   RTS
E 3A 5   8D  19      RDBLCK   BSR   INCHR
E 3A 7   16                   TAB
E 3A 8   5C                   INC B
E 3A 9   8D  15               BSR   INCHR
E 3A B   B7  A002             STA A BEGA
E 3A E   8D  10               BSR   INCHR
E 3B 0   B7  A003             STA A BEGA + 1
E 3B 3   FE  A002             LDX   BEGA
E 3B 6   8D  08      ST BLCK  BSR   INCHR
E 3B 8   A7  00               STA A 0,X
E 3B A   08                   INX
E 3B B   5A                   DEC B
E 3B C   26  F8               BNE   STBLCK
E 3B E   20  DA               BRA   BILD
E 3C 0   B6  8008    INCHR    LDA A ACI AS
E 3C 3   47                   ASR A
E 3C 4   24  FA               BCC   INCHR
E 3C 6   B6  8009             LDA A ACI AD
E 3C 9   39                   RTS
```

Figure 8. – Listing du programme LOAD extrait de J-BUG.

sation alphanumérique sur récepteur TV peut se concevoir de deux façons assez distinctes. Les figures 9 et 10 rappellent ces deux possibilités.

En figure 9 : le clavier ASCII est relié à une circuiterie adéquate qui lui permet de délivrer des signaux sous forme série asynchrone ; signaux qui entrent dans le système par un ACIA de la carte ISA.

La télévision, quant à elle, est connectée sur une carte spéciale ; carte branchée directement sur le bus du système. Cela a pour effet de rendre la télévision contrôlable directement par le microprocesseur sans aucun artifice.

Les avantages de ce système sont :
– l'indépendance totale du clavier et de la visu TV
– la grande souplesse d'emploi du tube de la TV qui est contrôlé par le microprocesseur.

Les inconvénients en sont :
– la nécessité d'une circuiterie assez importante quoiqu'utilisant des composants peu coûteux,
– l'impossibilité d'utiliser le clavier et la TV en « machine à écrire électronique » par exemple,
– la lourdeur de la programmation nécessaire pour faire fonctionner la TV comme un « télétype » électronique,
– l'obligation de réaliser un moniteur spécial pour ce genre de système si l'on veut utiliser pleinement ses possibilités.

La solution du « terminal vidéo » est par contre beaucoup plus séduisante comme le montre la figure 10. En effet le clavier ASCII et la TV sont reliés tous deux à une carte, qui peut être située dans un boîtier indépendant du système (le boîtier du clavier par exemple) ; les informations issues du clavier ou allant du système à la TV passant toutes par une liaison série asynchrone via un ACIA de la carte ISA.

Les avantages du système sont les suivants :
– autonomie totale du terminal vidéo qui peut fonctionner en machine à écrire électronique,
– circuiterie un peu moins lourde que dans la solution précédente grâce à l'emploi de circuits LSI spécialement prévus pour cette fonction.

Les inconvénients en sont :
– souplesse d'utilisation de l'écran limitée par le circuit LSI chargé de sa gestion ; les graphiques sont très difficiles à réaliser à l'heure actuelle avec cette méthode.
– relative lenteur de fonctionnement de l'affichage due à la liaison série asynchrone.

Nos propositions

Après avoir longuement hésité, examiné ce qui se faisait tant en France qu'aux USA et surtout compte tenu des circuits actuels, nous vous proposons les deux réalisations successivement. La solution du terminal vidéo étant à même d'ailleurs, d'intéresser d'autres lecteurs que ceux réalisant le mini-ordinateur, soit qu'ils aient déjà leur propre système, soit qu'ils soient radio-amateurs et qu'ils souhaitent remplacer leur télétype par un modèle plus silencieux. La solution « terminal vidéo » étant à notre avis celle qui va rencontrer le plus de succès, nous allons commencer notre étude par celà ; étant entendu qu'une grande partie de ce que nous allons voir sera intégralement utilisable dans l'autre solution. Nous vous invitons donc, quel que soit votre choix, à lire ce qui va suivre.

Synoptique du terminal vidéo

La figure 11 présente un synoptique général simplifié du terminal vidéo ; on peut y voir le clavier, qui est en fait un ensemble de contacts séparés, relié à un circuit appelé codeur de clavier ; ce circuit produit en sortie le code ASCII de la touche actionnée ainsi qu'un signal indiquant qu'une touche est appuyée et que son code est disponible en sortie. Il réalise aussi d'autres fonctions que nous étudierons lors de l'examen du schéma détaillé. Les signaux issus de ce codeur sont appliqués à un convertisseur parallèle-série qui, via une adaptation de niveau, peut attaquer une liaison série asynchrone. Certains signaux sont aussi prélevés par des circuits logiques pour réaliser un contrôle direct de ce qui se passe sur l'écran.

Côté récepteur TV, les choses sont un peu plus complexes ; le signal en provenance de la liaison série est passé, après l'adaptation de niveau dans un convertisseur série-parallèle ; ce qui sort du convertisseur est rangé dans une mémoire qui constitue la « page » visualisée par le TV ; le nombre de lignes le nombre de caractères que l'on souhaite pouvoir examiner est donc lié à la taille de cette mémoire. Viennent ensuite les circuits d'affichage des caractères sur l'écran ; pour cela les adresses de la mémoire sont balayées séquentiellement par un compteur piloté par une base de temps très stable ; les données issues de la mémoire à chaque adressage sont envoyées dans une ROM appelée « générateur de caractères » ; ce circuit a la fonction de produire, pour chaque code ASCII appliqué à ses entrées, le dessin du caractère correspondant sur ses sorties ; dessin matérialisé par une matrice de points. Les compteurs doivent donc agir également sur les adresses de ce circuit pour faire sortir successivement toutes les lignes de la matrice de points. Chaque ligne de la matrice passe dans un convertisseur parallèle série qui produit le signal vidéo.

Les signaux en provenance de la base de temps, après traitement adéquat, servent de signaux de synchro ligne et trame pour le récepteur TV, ils sont mélangés dans les proportions normalisées au signal vidéo et commandent le télévi-

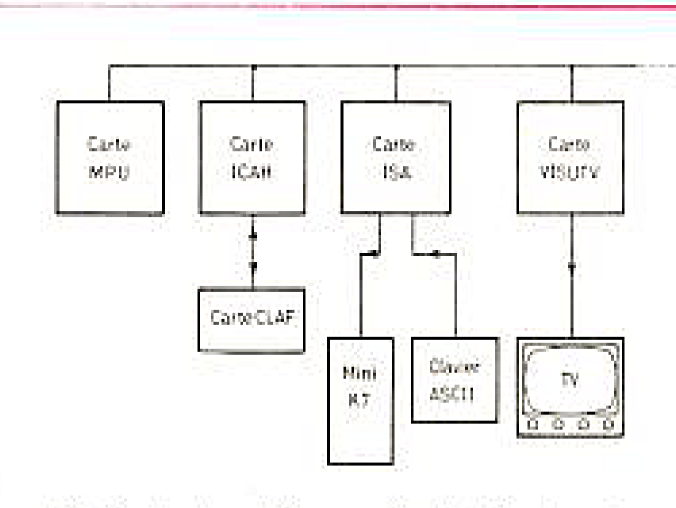


Fig. 9. – Une des solutions pour l'implantation d'une visualisation sur TV et d'un clavier ASCII.

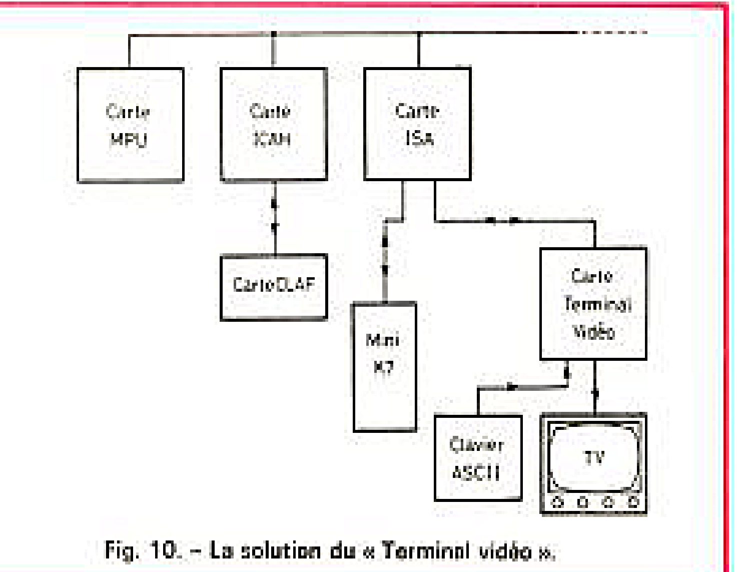


Fig. 10. – La solution du « Terminal vidéo ».

seur (via éventuellement un modulateur UHF ce qui est à déconseiller).

Bien que décrite succinctement dans son principe, vous pouvez apprécier la complexité d'une telle carte si on envisageait sa réalisation à partir de circuits intégrés classiques ; nous avons donc fait appel, toutes les fois que cela était possible et justifié (ce qui n'est pas toujours le cas des réalisations commerciales) à des circuits LSI. Nous allons donc aborder l'étude du premier de ceux-ci en examinant le schéma du codeur de clavier ASCII.

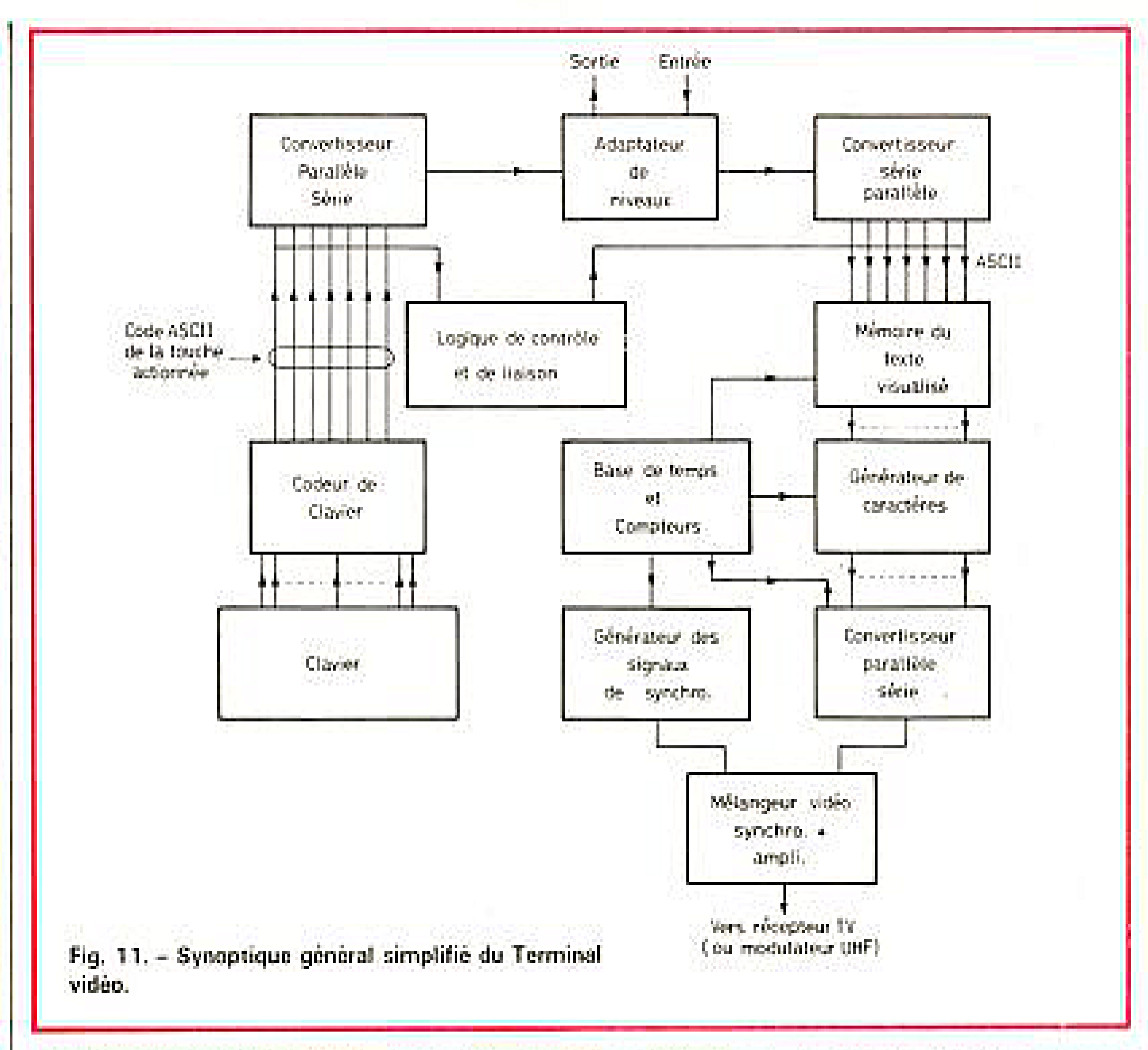


Fig. 11. – Synoptique général simplifié du Terminal vidéo.

Le clavier

Le clavier que l'on utilise sur cette réalisation peut se présenter sous deux formes selon sa provenance :

– chaque touche actionne un contact dont les deux poles sont totalement indépendants des autres touches.

– le clavier est déjà câblé en matrice (voir éventuellement l'étude théorique de la carte CLAF pour savoir ce qu'est un tel câblage).

Pourquoi ce câblage en matrice ? tout simplement parce qu'un clavier ASCII standard comporte au moins 59 touches ce qui imposerait 60 fils de liaisons entre le clavier et le circuit de codage ; or les CI actuels n'ont pas plus de 64 pattes... Dès lors, tous les circuits de codage de clavier ont des entrées matrices ; le tout est de choisir le circuit dont le matriçage correspond au clavier que l'on possède (ou réciproquement).

Compte tenu des claviers matricés disponibles en France, nous avons choisi comme circuit de codage l'AY-5-2376 de General Instrument, très largement répandu chez les revendeurs de composants pour micro-informatique ; et relativement peu coûteux. Ce circuit se présente sous la forme visible figure 12.

Il est donc prévu pour un clavier en matrice 8 par 11 et peut donc coder 88 touches ce qui est plus que suffisant ; il dispose de deux entrées « shift » et « contrôl » puisque chaque touche d'un clavier ASCII peut assurer jusqu'à trois fonctions selon que l'on actionne la touche ; « shift » ou la touche « control » et simultanément. La touche « shift » est comparable à la touche majuscule d'une machine à écrire classique tandis que « control » produit des caractères non imprimés qui sont en fait des signaux de dialogue (ou de contrôle) normalisés.

L'AY-5-2376 produit en sortie le code ASCII sur 8 bits ainsi qu'un signal de pointe sur ces 8 bits et qu'un signal « strobe » ; ce « strobe » indique qu'une donnée est présente et stable en sortie du circuit.

Deux entrées ont pour but de contrôler la polarité (logique et non électrique bien sûr) des signaux de sortie tant pour les données et la pointe que pour le strobe.

Très peu de composants passifs sont utilisés autour de ce CI puisque une résistance et un condensateur fixent la fréquence de l'horloge interne tandis que deux autres composants du même type règlent le délai prévu pour couvrir les rebondissements mécaniques des contacts du clavier.

Le CI utilise deux tensions d'alimentation qui, selon leurs valeurs, le rende compatible TTL, DTL, C.MOS ou MOS. A titre anecdotique tout cela utilise 2942 transistors MOS sur la puce de silicium du CI.

Le fonctionnement du CI est relativement simple ; les deux compteurs en anneau comptent en permanence sous le contrôle de l'horloge ; lorsqu'une touche est actionnée ; une ligne X est reliée à une ligne Y ce qui a pour effet de relier la sortie du compteur en anneau des X à l'entrée du comparateur, après un certain nombre de coups d'horloge ; une condition d'égalité a lieu ; les compteurs sont alors bloqués et leurs sorties utilisées pour adresser la ROM.

La ROM est divisée en 3 blocs qui sont activés par action sur « rien », « shift » ou « control ». Le code correspondant à la touche actionnée et aux conditions sur « Shift » et « Control » est appliqué aux amplis de sortie et un signal strobe est généré tant que ces données restent stables.

Nous insistons bien sur le fait que le clavier n'a pas besoin de touches anti-rebonds ; celui-ci étant fait par le CI et qu'il utilise également des contacts ordinaires ; point de clavier capacitif ou à effet « hall » qui ont le seul avantage d'être très chers (la durée de vie illimitée étant illusoire dans un tel domaine !).

Cette étude théorique étant faite, nous sommes prêts pour passer, dès le mois prochain au schéma complet de la partie clavier et à sa réalisation pratique (mais oui !). Les composants les plus longs à obtenir étant le clavier et le circuit de codage, nous indiquons ci-après leurs références exactes :

– codeur de clavier : AY-5-2376 codé ASCII de General Instrument ou KR-2376 codé ASCII de SMC ; bien préciser à la commande « codé ASCII ».

– clavier alphamumérique : Chomerics type EA 23996 pour circuit de codage 2376.

General Instrument est représenté en France par la PEP – 4, rue Barthelemy à

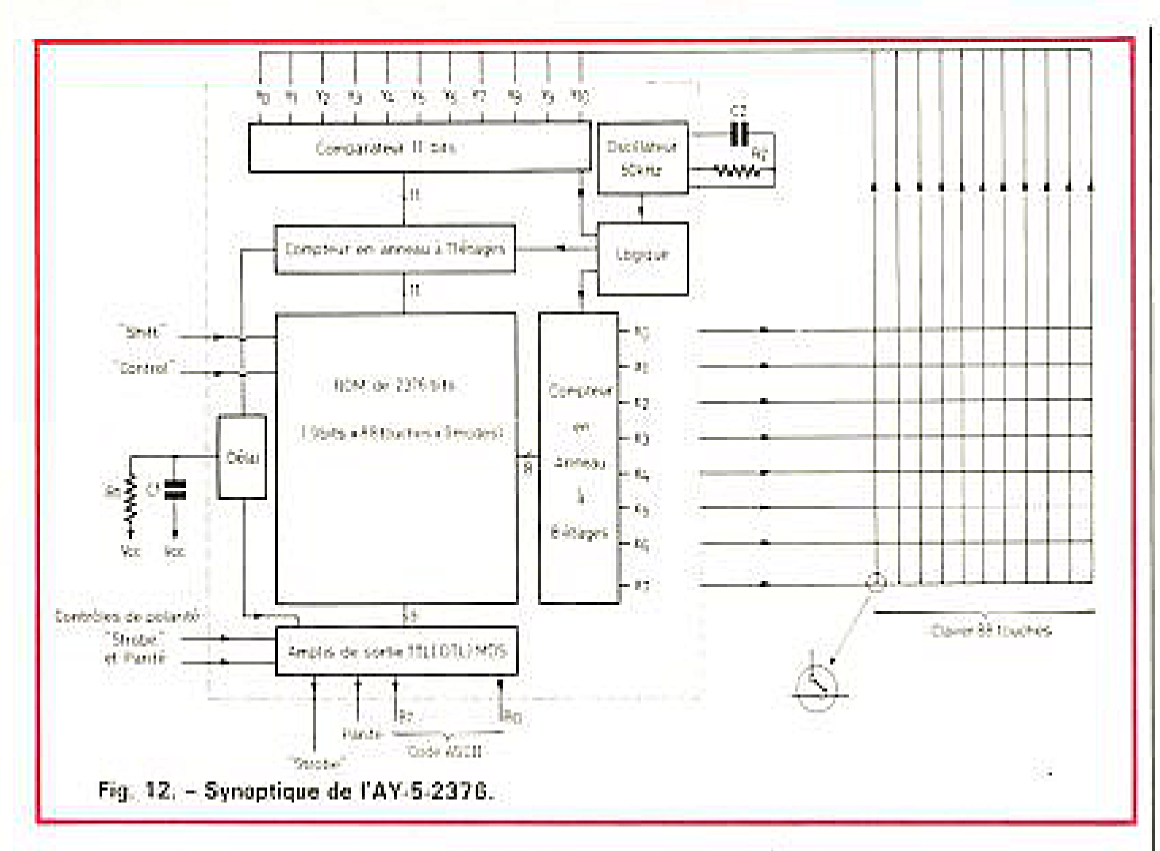


Fig. 12. – Synoptique de l'AY-5-2376.

92120 Montrouge T.735.33.20 tandis que Chomerics est représenté par Getelec, 92, avenue Marguerite Renaudin à 92140 Clamart (tél. : 644.68.91).

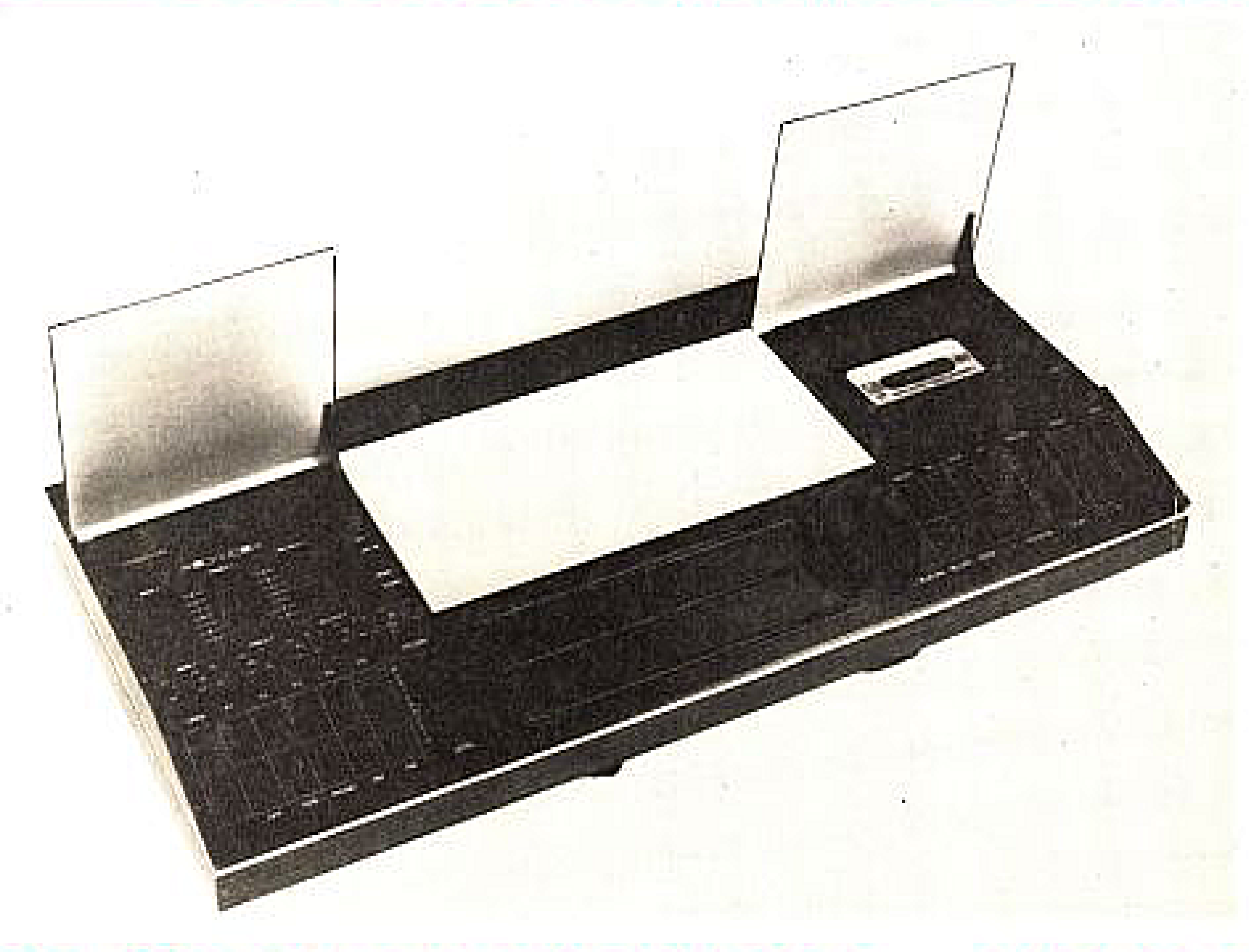
Conclusions

Nous espérons que cette étude de la partie programme de J-BUG ne vous aura pas été trop pénible et contribuera à vous aider puisque le courrier nous indique que c'est la partie programmation qui pose le plus de problèmes une fois que le mini fonctionne. A ce sujet nous voudrions faire à nouveau une remarque, si cela ne « marche » pas à la mise sous tension ; évitez de penser tout de suite à changer les circuits ; bien des lecteurs nous ont avoué, après plusieurs échanges de correspondance, avoir décelé une mauvaise soudure qui permettait de tout faire rentrer dans l'ordre. D'autre part il est inutile de nous adresser un relevé de ce qui se passe sur le bus du système en panne car, hormis un court-circuit flagrant d'une ligne au 0 ou au + 5 V ; les autres informations ne nous sont d'aucune utilité ; les pannes se situant généralement au niveau de vos cartes ce qui fait que les signaux du bus n'ont plus de signification. Seul ce qu'indique un analyseur logique pourrait nous permettre de vous dire où regarder, mais un tel équipement est hors de portée de l'amateur voire même d'une petite entreprise.

... à suivre...

C. TAVERNIER

LE COMBINE AMPLIFICATEUR TUNER MAGNETOPHONE



BEOCENTER 4000

PRESENTE dans la plus pure tradition scandinave, le combiné amplificateur (et préamplificateur) magnétophone et tuner Beocenter 4000 de Bang et Olufsen se présente comme un appareil tout à fait intéressant, à plus d'un titre. La table de lecture d'une chaîne compacte impose un encombrement souvent important pour les chaînes dites compacts, avec l'intégration du seul magnétophone, l'appareil peut prendre des proportions nettement plus attrayantes. Plus de problème de masse. En outre, la formule permet d'avoir en permanence un magnétophone sous la main, un magnétophone qui sera prêt à faire tous les enregistrements sans problème de raccordement.

Présentation

Ce serait presque une injure de donner des indications sur la présentation du Béocenter 4000. L'aluminium anodisé, noir ou naturel fait bon ménage avec un cadran façon bois, palissandre pour être plus précis. Les potentiomètres secondaires sont dissimulés derrière des trappes, ainsi que quelques commutateurs et aussi le magnétophone. Seules les commandes principales sont restées accessibles pour simplifier le dessin de l'appareil. Le Beocenter 4000 est un appareil très plat, un socle d'acier embouti est surmonté d'une ceinture de bois (ou assimilé) puis vient, sur l'avant le panneau de commande, très légèrement incliné. Sur la gauche, nous avons un clavier à touches classiques, au centre le tuner avec ses cadrans et son disque d'accord et enfin sur la droite, le magnétophone et ses commandes électriques.

Fonctions

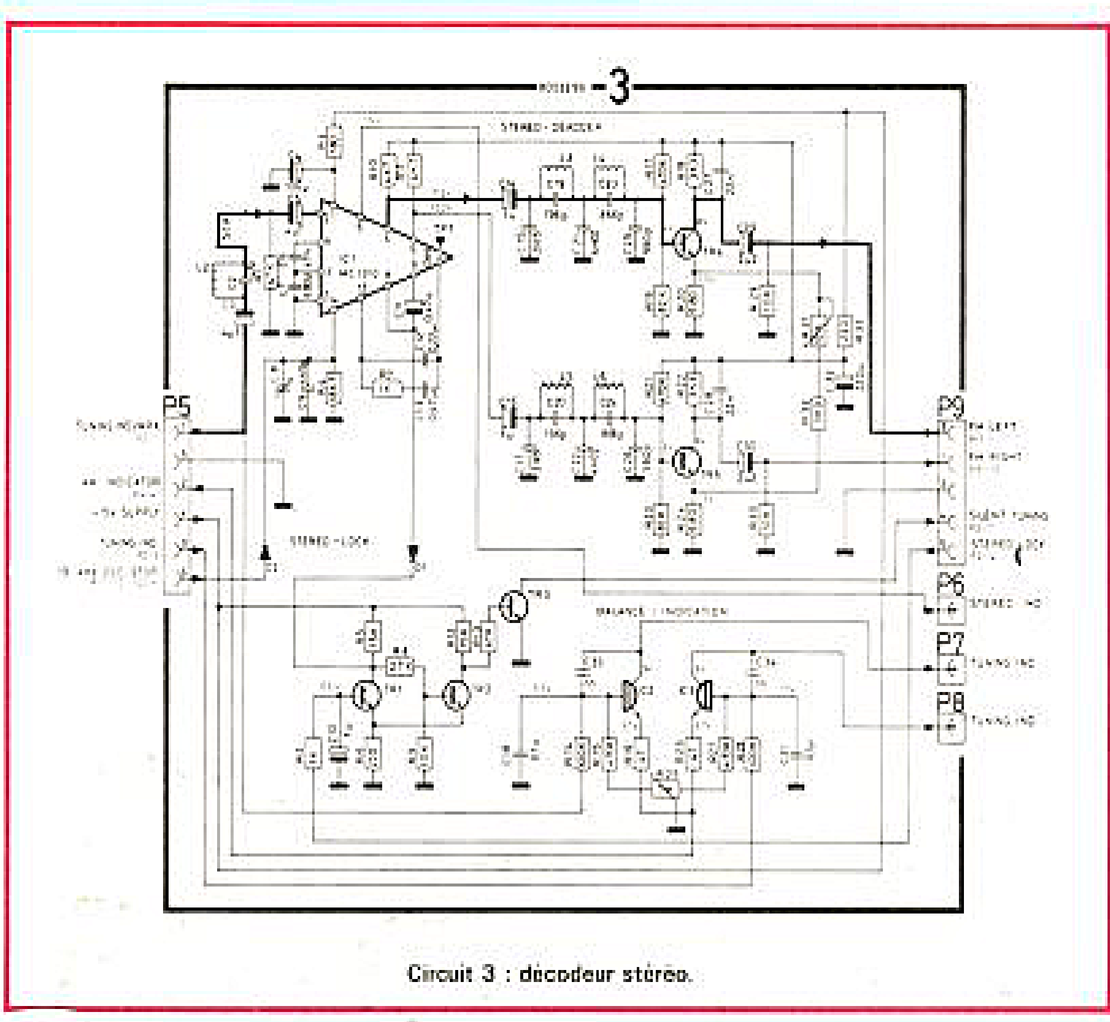
Le Beocenter est un combiné, il rassemble un amplificateur de deux fois 40 W sur charge de 4 Ω, il dispose d'entrées pour tourne-disque et magnétophone externe, son tuner est équipé d'une section MF à stations préréglées et d'une section MA disposant des ondes longues et moyennes. Le magnétophone à cassette offre une bande passante normale, un réducteur de bruit de type Dolby, c'est un magnétophone à deux têtes, son volant est utilisé pour l'asservissement de la vitesse de rotation du moteur.

Le raccordement des enceintes s'effectue en soulevant une trappe que l'on découvre en ouvrant la trappe de gauche de l'appareil. Les ouvertures sont très confortables, pour adoucir le mouvement des volets, le constructeur a généreusement badigeonné les glissières de graisse aux silicones. Toutes les prises sont donc dans un logement, nous trouverons les prises d'antenne comme les prises DIN d'entrée ou les prises de sortie de puissance. La sortie des fils se fait par l'arrière. L'appareil peut pratiquement être plaqué contre un mur, ce que nous ne recommanderons toutefois pas car il faut laisser

Circuits 1 et 2 : tuner FM.

passer un peu d'air pour le refroidissement des transistors de puissance.

En soulevant le couvercle de gauche, nous trouvons les glissières des potentiomètres de commande de timbre, le potentiomètre de balance, un commutateur mono-stéréo, un commutateur de commande automatique de fréquence. Dans le bas, 5 petits cadrans portent des fréquences, ce sont les fréquences des stations préréglées. Il faut enfoncer le tiroir pour le déverrouiller, il sort alors permettant le réglage des stations. Le choix des stations se fait par 5 touches, une touche permet de choisir entre la modulation de fréquence et l'amplitude modulée, pour cette dernière fonction, nous avons une sélection distincte pour les gammes d'onde, la sélection se fait en effet en pressant le bouton de recherche des stations. La commande de volume sonore s'opère par curseur externe, le potentiomètre est particulièrement bien protégé.



Circuit 3 : décodeur stéréo.

Circuit 4 : tuner AM.

Un autre potentiomètre de ce type est utilisé pour le réglage du niveau d'enregistrement du magnétophone.

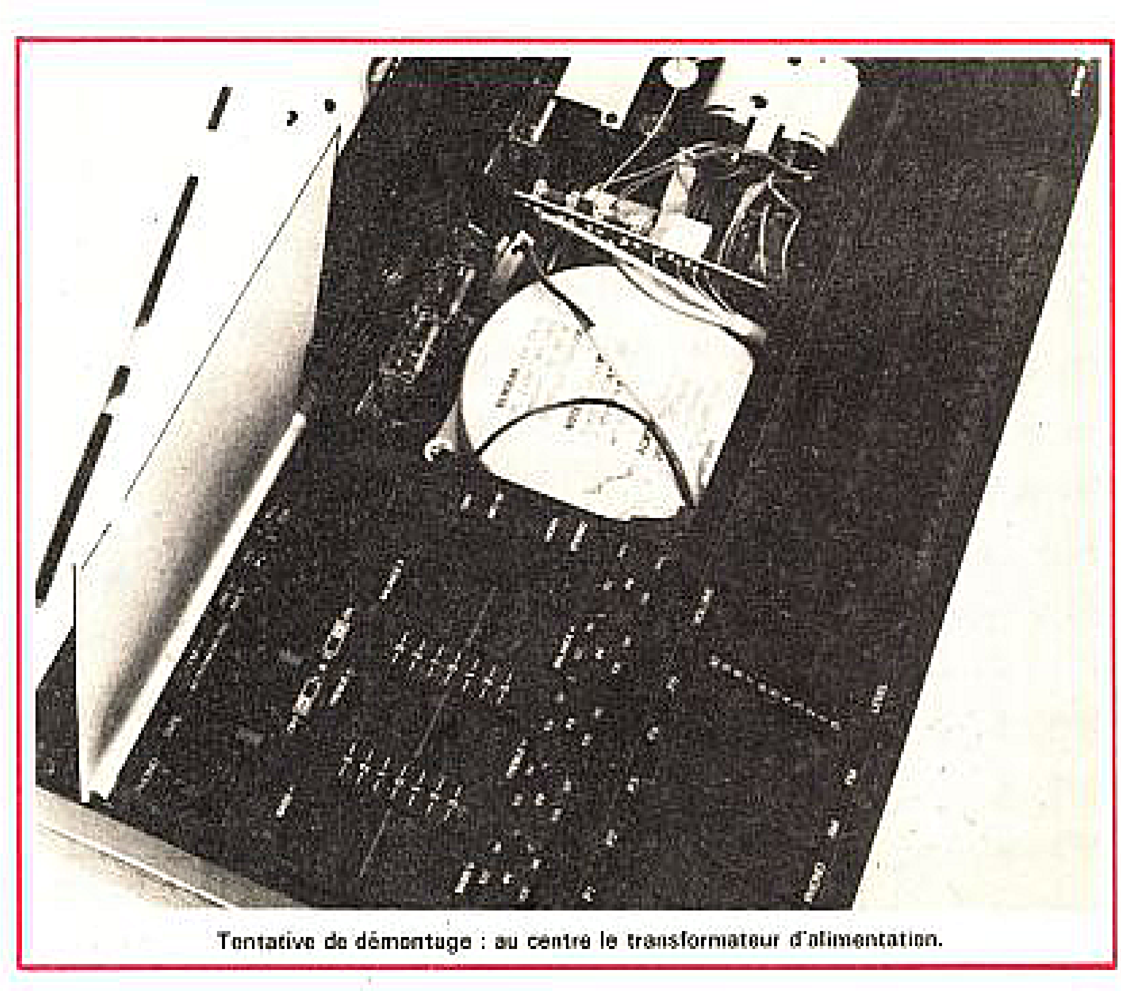
Etude technique

Après ce tour d'horizon ; pénétrons dans l'électronique. Les ingénieurs danois de B et O font souvent preuve d'originalité dans la conception de leurs produits, nous allons passer en revue les circuits électroniques qui ont été choisis.

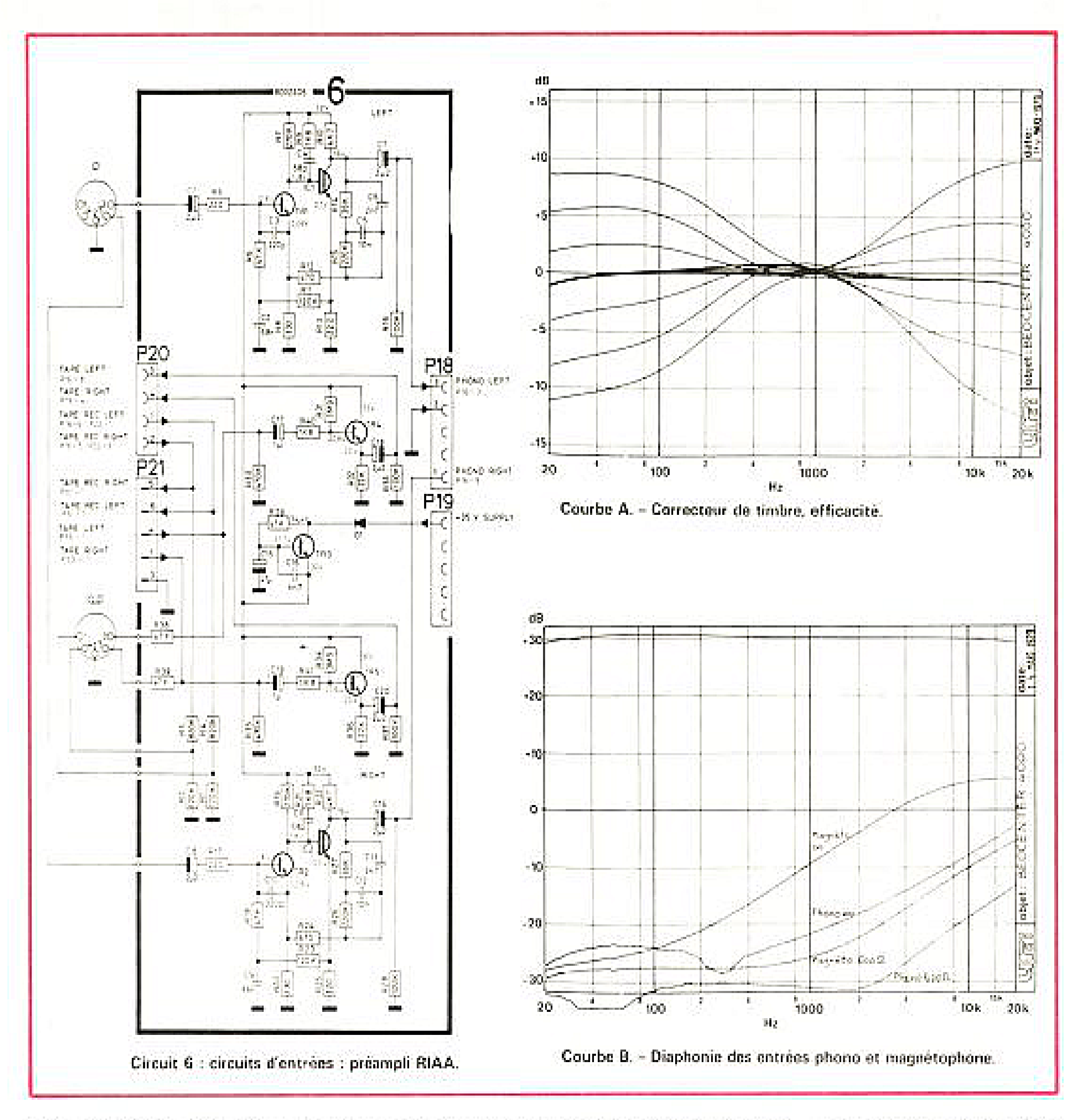
Le premier ensemble de schémas représente le tuner.

Le signal entre sur un transformateur adaptateur d'impédance permettant de traiter les signaux arrivant par un câble de 75 ou 300 Ω. Le signal arrive sur deux transistors à effet de champ montés en cascode, l'un des deux transistors reçoit une tension de commande automatique de gain. L'oscillateur est réalisé à partir d'un transistor bipolaire, le mélangeur est à transistor à effet de champ. L'accord des circuits est confié à des diodes à capacité variable, une série de potentiomètres dont un, solidaire du condensateur variable de la section MA, permet de prérégler les stations. La sortie du signal à fréquence intermédiaire se fait sur un transformateur, un amplificateur apériodique (circuit 2, transistor TR 1) remonte le niveau et adapte les impédances, les filtres céramique ont en effet une impédance de 300 Ω environ, à l'entrée comme à la sortie, cette identité de résistance d'adaptation permet de monter les filtres céramique les uns derrière les autres sans autre inconvénient qu'une atténuation proportionnelle au nombre de cellules. Les deux diodes D_1 et D_2 détectent la valeur de la tension FI pour commander le gain de l'étage d'entrée.

Le circuit intégré FI est un TCA 420, c'est un circuit qui comporte des étages d'amplification, un démodulateur de quadrature, des circuits de sortie pour indicateur de champ et



Tentative de démontage : au centre le transformateur d'alimentation.



Circuit 6 : circuits d'entrées : préampli RIAA.

Courbe A. – Correcteur de timbre, efficacité.

Courbe B. – Diaphonie des entrées phono et magnétophone.

pour commande éventuelle d'un silencieux.

Le circuit TCA 750 comporte des régulateurs de tension et des circuits de compensation thermique pour les diodes à capacité variable. Ce circuit se charge aussi de la commande automatique de fréquence.

Le décodeur stéréophonique utilise un MC1310 de Motorola, un circuit de décodage qui a fait ses preuves depuis longtemps. Comme sa réjection des résidus de sous-porteuse et de pilote n'est pas suffisante, le constructeur a ajouté des filtres à pente de coupure raide pour éliminer les signaux indésirables. Un potentiomètre de couplage entre les émetteurs des transistors de sortie permet d'assurer un réglage fin de la séparation. Le réglage de la fréquence d'oscillation du VCO est assuré par un condensateur variable.

L'indication de l'accord est assuré par deux voyants dont l'égalité d'éclairement indique que l'accord est parfait. Ces lampes sont commandées, comme dans beaucoup d'appareils de la marque, par des transistors Darlington, montés en amplificateur différentiel. Les transistors TR_1 et TR_3 commandent le silencieux interstation, ce silencieux commande un interrupteur électronique installé directement sur l'entrée de l'amplificateur de puissance.

Le tuner à modulation d'amplitude est très simple, il utilise l'un des meilleurs circuits intégrés destinés à cette application. Ce circuit comporte un oscillateur local, un mélangeur, un amplificateur HF à gain variable, un amplificateur FI ; il faut lui ajouter en sortie un détecteur. Ce détecteur, c'est tout simplement une diode. Le transistor TR_1, après détection de la tension HF commande l'entrée 3 du circuit intégré, entrée utilisée pour la commande du gain de l'amplificateur HF. Le filtrage est mixte, pour la sélection des stations, on utilise des circuits accordés par condensateur variable, pour la fréquence intermédiaire, deux filtres céramique sont installés entre deux circuits accordés classiques. Le circuit dispose d'une sortie d'indicateur de champ, ce sont les transistors TR_2 et TR_3 qui commanderont l'indi-

cateur. Le signal audio, après démodulation va sur un filtre passe-bas à source contrôlée, ce filtre parachève le filtrage de la FI.

Section audio

Les préamplificateurs RIAA sont représentés dans la zône 6. Le préampli se compose de deux transistors, un NPN classique en entrée, c'est un BC 550, un transistor à très faible bruit de fond, il est suivi par un Darlington.

Le préamplificateur est alimenté par l'intermédiaire de TR_3 qui, monté en collecteur commun avec condensateur sur sa base, sert de filtre électronique.

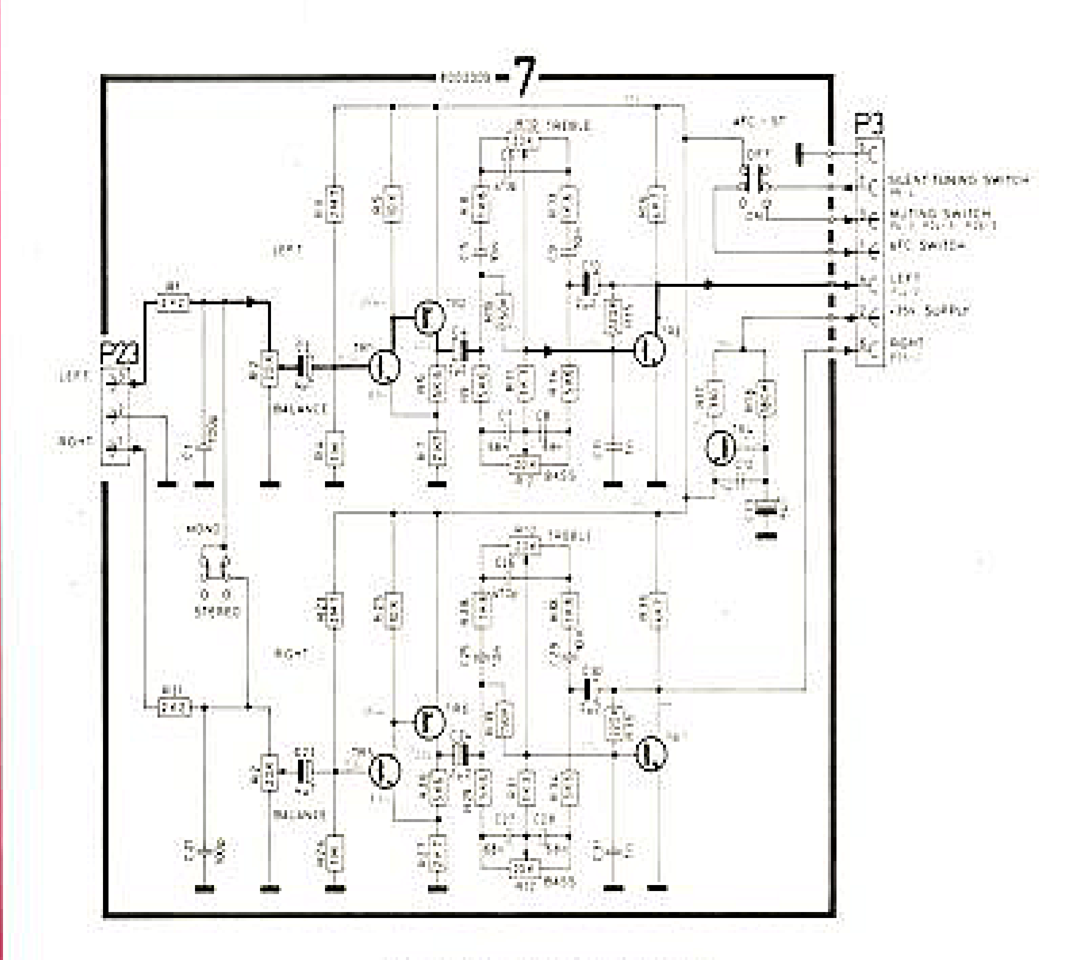
Les connexions entre les entrées et l'amplificateur de puissance sont effectuées par des contacts classiques.

Le bloc 7 comporte les amplificateurs du correcteur de timbre. Trois transistors sont utilisés dans ce but. Nous trouvons une paire complémentaire suivie du correcteur proprement dit et d'un dernier transistor dont on utilise l'inversion des phase pour assurer une contre-réaction sélective. Sur ce circuit, nous trouvons un régulateur de tension, plus précisément un filtre électronique.

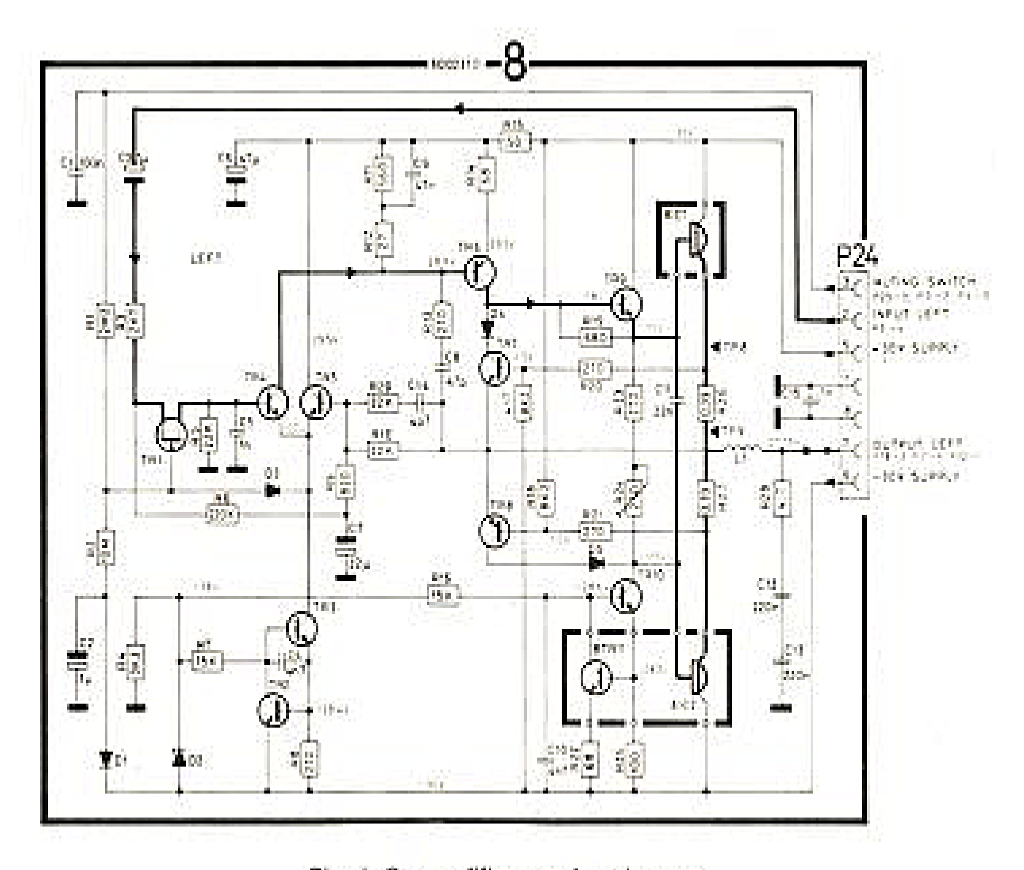
L'un des amplificateurs de puissance est représenté sur le bloc 8. Le transistor à effet de champs TR_1 sert d'interrupteur électronique pour le silence interstations, les résistances et les diodes associées assurent par ailleurs un silence au moment de la mise sous tension et de l'arrêt.

L'amplificateur de puissance est du type à entrée différentielle, le driver est commandé par un transistor 8 TR_6 chargé par un générateur de courant composé de 8 TR_{11} et 8 TR_{10}. Les transistors de sortie sont, suivant la bonne habitude de B et O des darlington de puissance.

La protection des enceintes est assurée par une coupure de l'alimentation en cas de problème. Dans le circuit d'alimentation, circuit 5, nous avons une détection de composante



Circuit 7 : correcteur de timbre.



Circuit 8 : amplificateur de puissance.

continue à la sortie des amplificateurs de puissance. Des circuits d'intégration, de type RC, filtrent les composantes de fréquence haute et ne laissent pratiquement que le continu. Deux transistors peuvent être commandés par la tension continue, 5 TR_5 et 5 TR_6. L'un est commandé par la tension positive, l'autre par la négative. En cas de problème, le triac SCS 1 se met à conduire et court-circuite le secondaire de puissance du transformateur d'alimentation. Ce court-circuit permet au fusible de fondre, l'alimentation est coupée, les enceintes ne craignent plus rien.

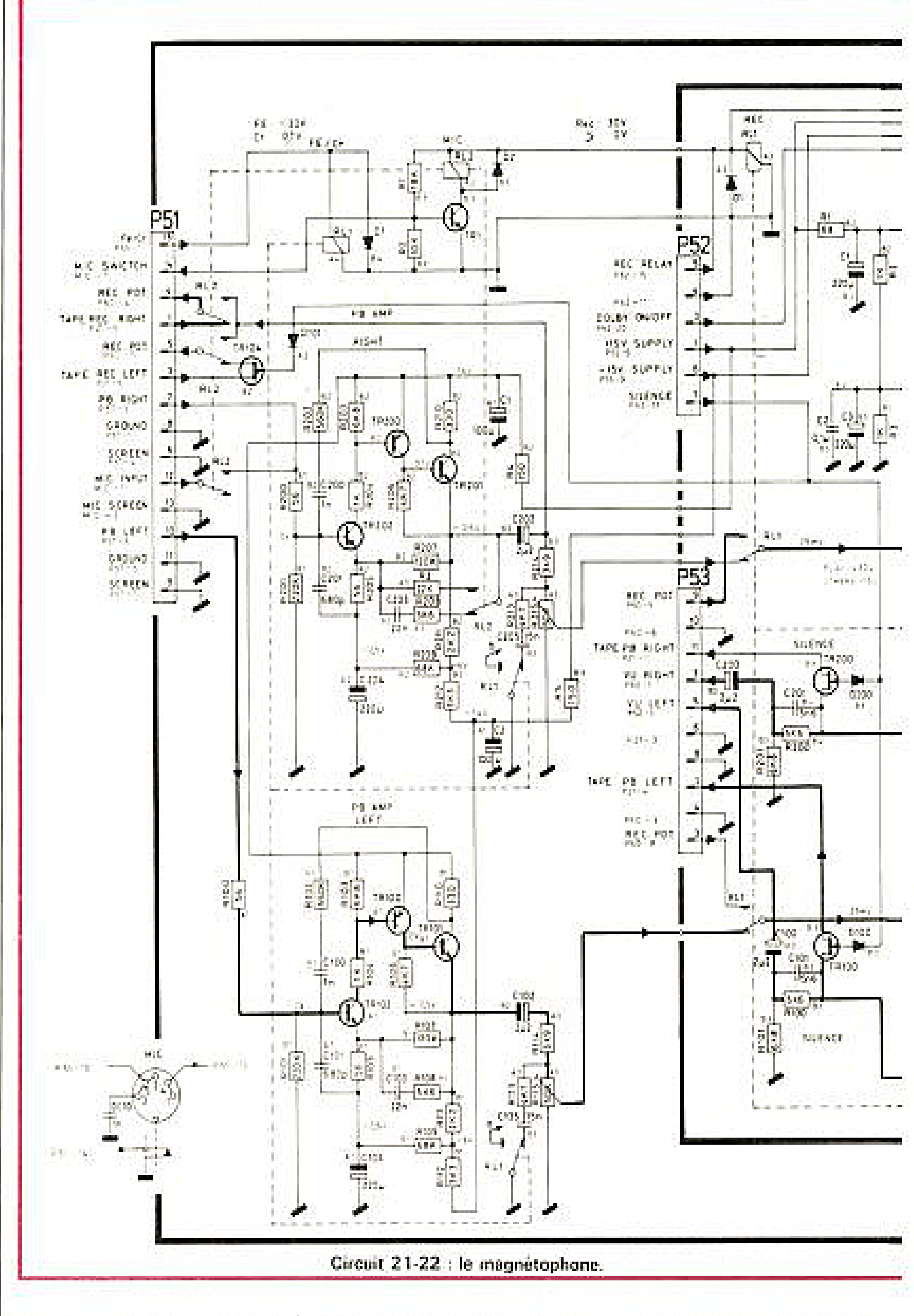
Le magnétophone à cassette

Le magnétophone à cassette que nous avons ici est un modèle assez sophistiqué, sur le plan mécanique, il est suffisamment complexe pour prendre pratiquement autant de surface de schéma que le reste de l'appareil. Nous avons dans cet appareil plusieurs sections dignes d'intérêt, une section audio et la section de commande du magnétophone.

Les constantes de temps de correction de lecture sont commutées par des contacts d'un relais. Suivant le type de cassette utilisé, on aura diverses positions. Le relais RL_1 est utilisé pour la commutation fer/chrome, RL_2 est mis en service pour l'enregistrement, le préamplificateur est alors employé en amplificateur micro. Après réglage de niveau, le signal arrive dans le circuit intégré Dolby, deux filtres sont prévus pour supprimer les résidus de sous-porteuse multiplex ou de disque CD4. Le transistor TR_{201} assure la mise hors-service du Dolby en éliminant le traitement du signal.

En enregistrement, le signal qui sort du préamplificateur est dirigé vers le potentiomètre de réglage du niveau. C'est un des contacts de RL_1 qui assure cette commutation.

Le contrôle de niveau se fait à la sortie du Dolby, autrement



Circuit 21-22 : le magnétophone.

dit avant le passage dans l'amplificateur d'enregistrement. Cet amplificateur est précédé par un interrupteur électronique (transistor TR_{203}). L'amplificateur d'enregistrement ne dispose d'aucun circuit de correction spécifique pour le chrome ou le fer, par contre, on modifie le niveau d'enregistrement par la résistance R_{22}.

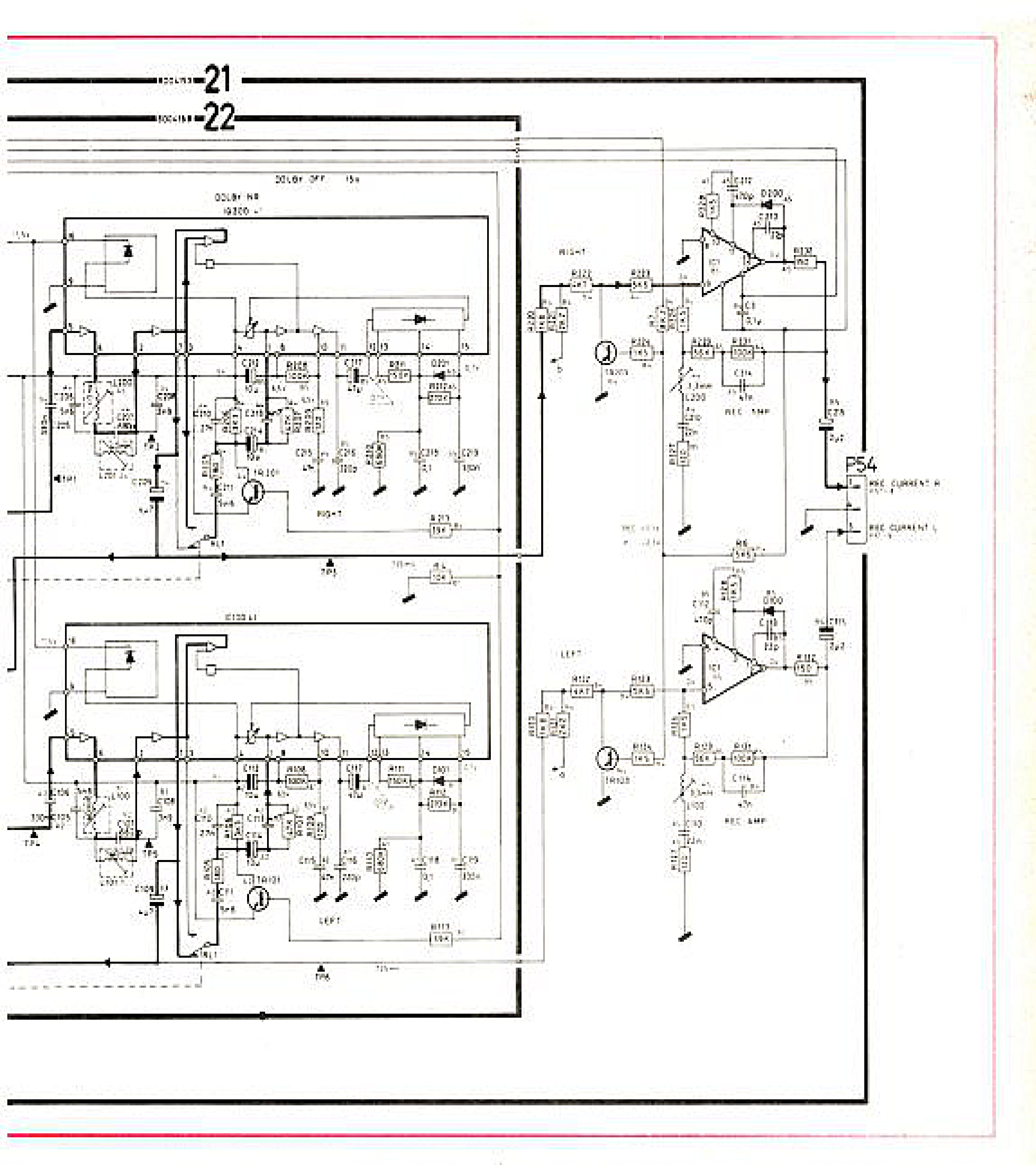
L'indication de niveau est confiée à 5 diodes électroluminescentes commandées par un circuit intégré.

L'amplificateur d'enregistrement est un amplificateur opérationnel, tout simplement, des résistances de forte valeur, 68 kΩ, transforment le circuit en générateur de courant pour l'enregistrement.

Un circuit régulateur d'amplitude modifie la valeur du courant de prémagnétisation en fonction du type de bande, la régulation se fait par le transistor T_7R_5. Il commande la polarisation des transistors de l'oscillateur.

La régulation de vitesse du moteur se fait par l'intermédiaire du volant de cabestan. La base de 23 TR_1 est reliée à un capteur placé devant une denture du cabestan. Le signal est amplifié puis détecté par 23 D_1 et 23 D_2.

On obtient sur 23 C_5 une tension continue dont l'amplitude est proportionnelle à la



fréquence. Les diodes 23 D_3 et 23 D_4 servent de compensation de température. La tension de sortie de 23 IC_1, seconde moitié commande le transistor de puissance TR_1. Monté entre les sorties d'un pont, ce transistor sert de résistance variable et permet de commander la vitesse d'un moteur asynchrone à déphasage.

Le moteur de rebobinage est un moteur à courant continu, il est commandé électroniquement. Le moteur est monté en parallèle sur 24 TR_3, ce moteur étant régulé en vitesse par un amplificateur différentiel. TR_2 est un générateur de courant constant, on fait varier, par l'intermédiaire de TR_3 la fraction du courant qui ira dans le moteur. Pour éviter les excès de vitesse, on limite la tension du moteur à la valeur de la tension de base de la paire différentielle.

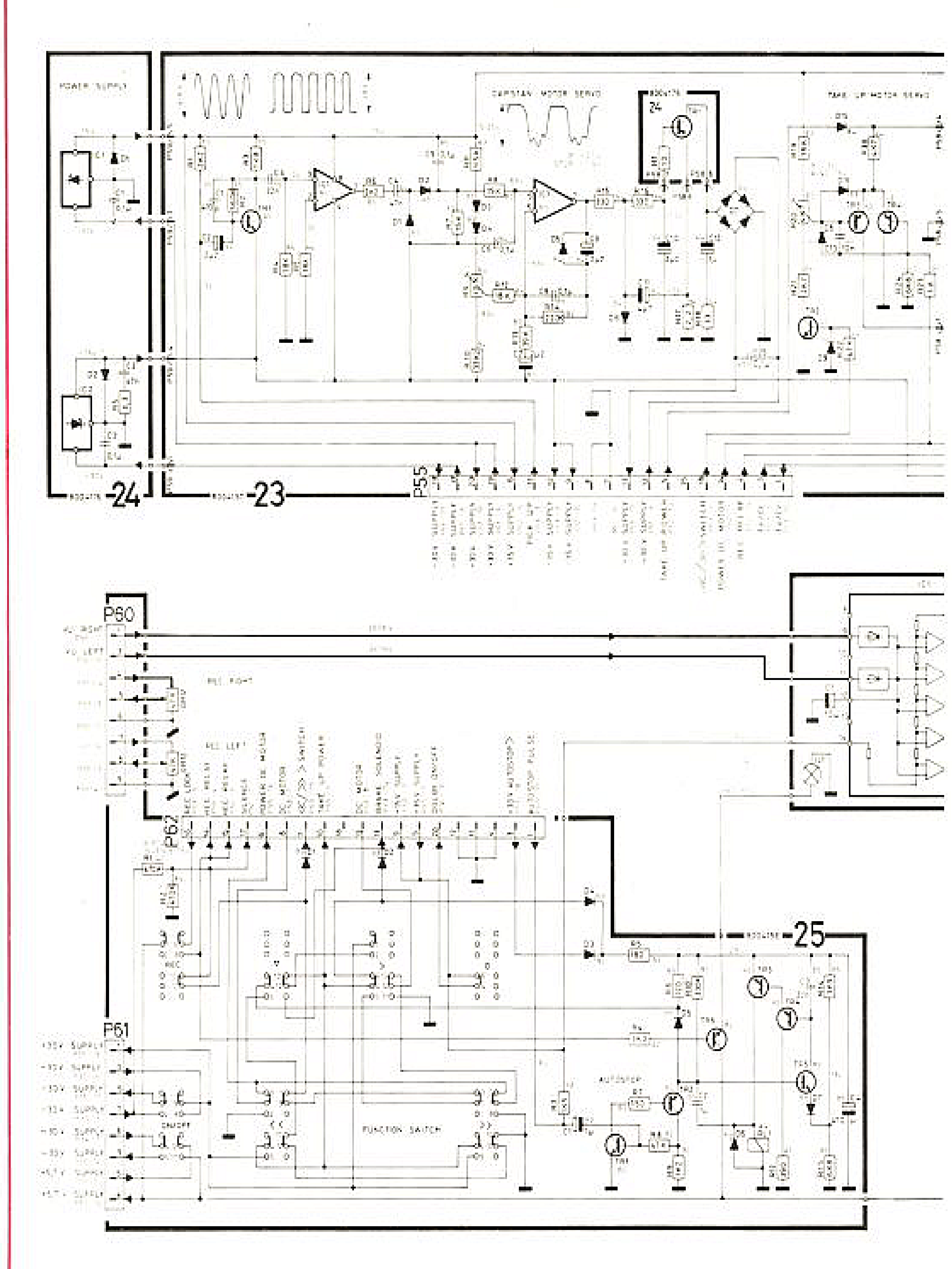
L'arrêt automatique est confié à un système optoélectronique à disque rotatif solidaire de l'un des axes porte bobine.

Mesures

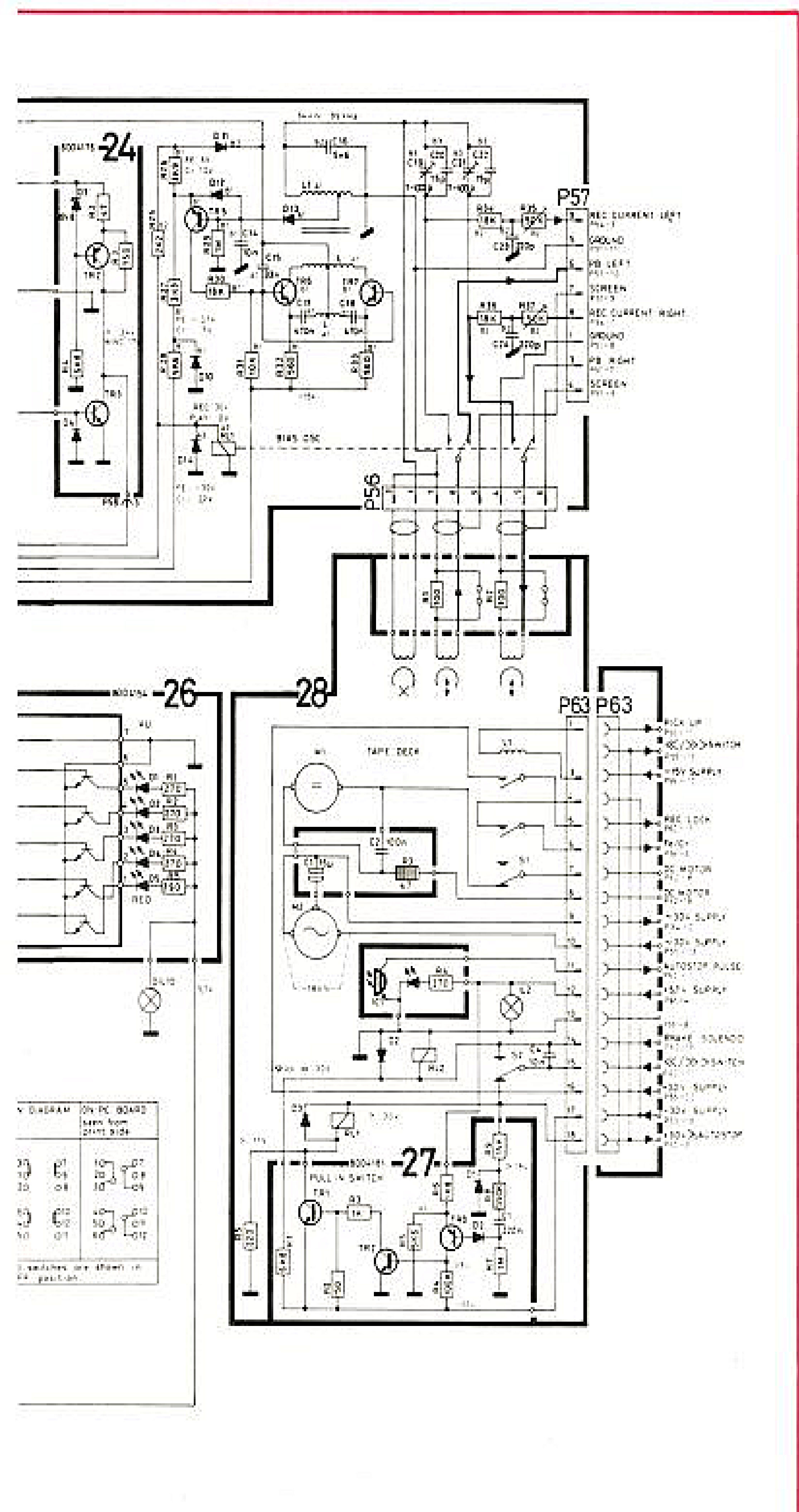
La puissance de sortie, les deux canaux en service est de 38,4 W par canal sur 4 Ω et de 28,5 W par canal ; sur 8 Ω. Un canal en service, la puissance par canal passe à 51 W sur 4 Ω et 34,8 W sur 8 Ω.

Le taux de distorsion harmonique mesuré à pleine puissance est de moins de 0,03 % sur 4 Ω à 1 000 Hz et de moins de 0,02 % sur 8 Ω. A 10 kHz, le taux de distorsion est inférieur à 0,06 % sur 4 Ω comme sur 8 Ω. Nous avons mesuré la même performance à 40 Hz.

Le taux d'intermodulation est de 0,12 % sur 4 Ω et de 0,09 % sur 8 Ω. La sensibilité



Circuits 23 à 28 : le magnétophone.



de l'entrée phono est de 2,5 mV, la tension de saturation de 94 mV. Le rapport signal sur bruit est de 78 dB pour une sensibilité ramenée à l'entrée de 5 mV.

Sur entrée auxiliaire, la sensibilité est de 250 mV, le rapport signal sur bruit de 85 dB.

La sensibilité du tuner MF est de 0,6 µV pour un rapport signal sur bruit de 26 dB. Le seuil de fonctionnement du silencieux est de 5 µV environ.

Le rapport signal sur bruit non pondéré est de 61 dB, il passe à 71 dB après intervention du filtre de pondération.

La courbe A donne l'efficacité des correcteurs de timbre. Les diverses courbes correspondent aux graduations de la façade.

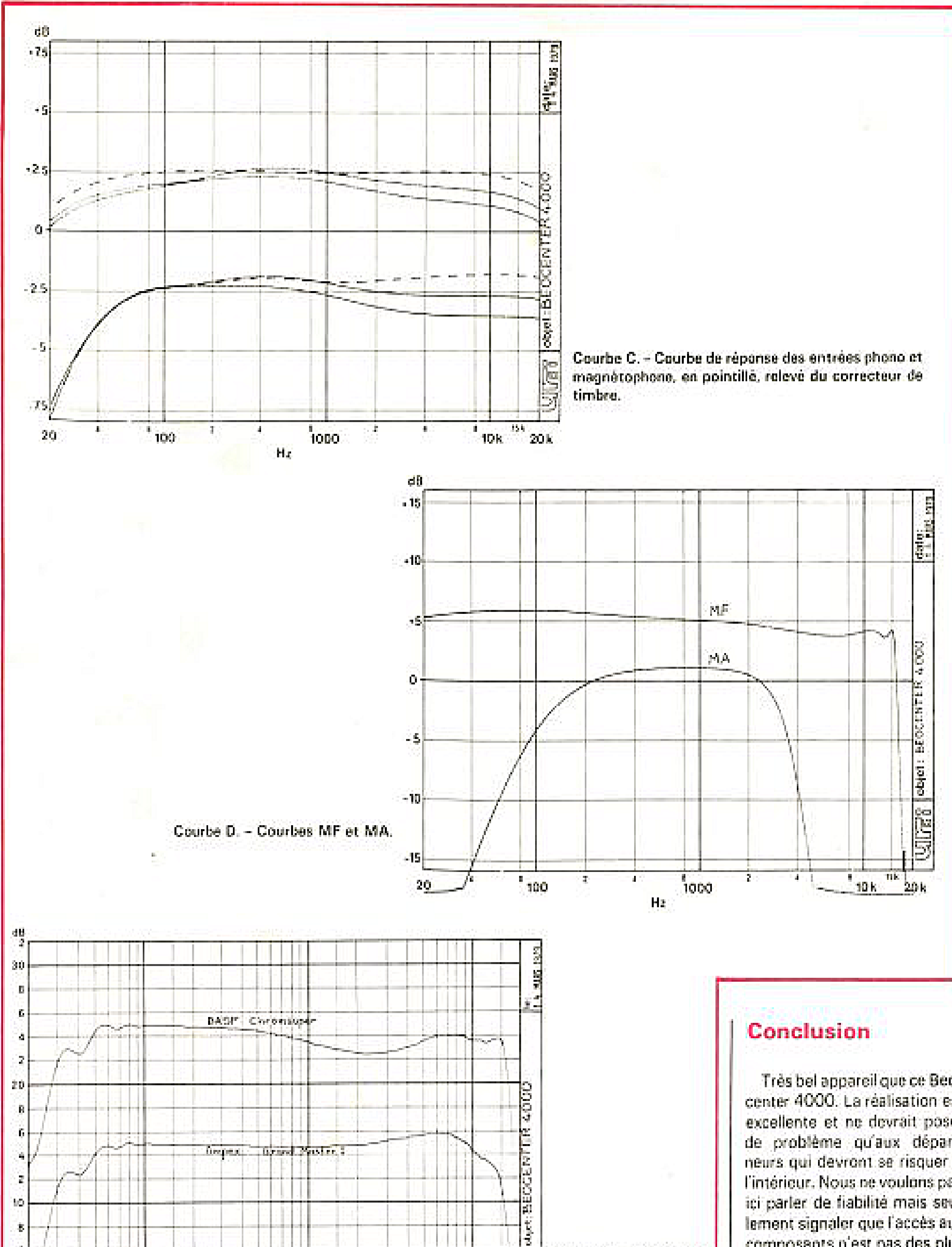
La seconde courbe donne la diaphonie sur les entrées phono et magnétophone avec entrée ouverte et fermée sur 600 Ω.

La courbe C donne les courbes de réponse des entrées phono et magnétophone, l'entrée phono coupe les extrêmes basses jugées sans doute gênantes par le constructeur.

La courbe D est celle donnant les bandes passantes des circuits radio MA et MF, des courbes très régulières.

La dernière courbe est celle de réponse du magnétophone, ces courbes sont données avec un niveau d'enregistrement élevé pour les fréquences moyennes et basses et plus faible dans l'aigu. On notera une belle régularité des courbes.

Le taux de pleurage et de scintillement de la section magnétophone est de 0,07 %, le taux de distorsion pour une bande Ampex Grand Master I est de 1,6 % pour le zéro dB donné par l'indicateur, le rapport signal sur bruit par rapport au zéro dB est de 61 dB en mesure pondérée. En surmodulant un peu, on gagne quelques décibels. Pour la cassette « Chromsuper » de BASF, nous avons mesuré un taux de distorsion de 3 % à l'allumage de la diode rouge. Le rapport signal sur bruit est de 64 dB. Les mesures de bruit de fond sont ici faites avec réducteur de bruit Dolby et filtre de pondération.



Courbe C. – Courbe de réponse des entrées phono et magnétophone, en pointillé, relevé du correcteur de timbre.

Courbe D. – Courbes MF et MA.

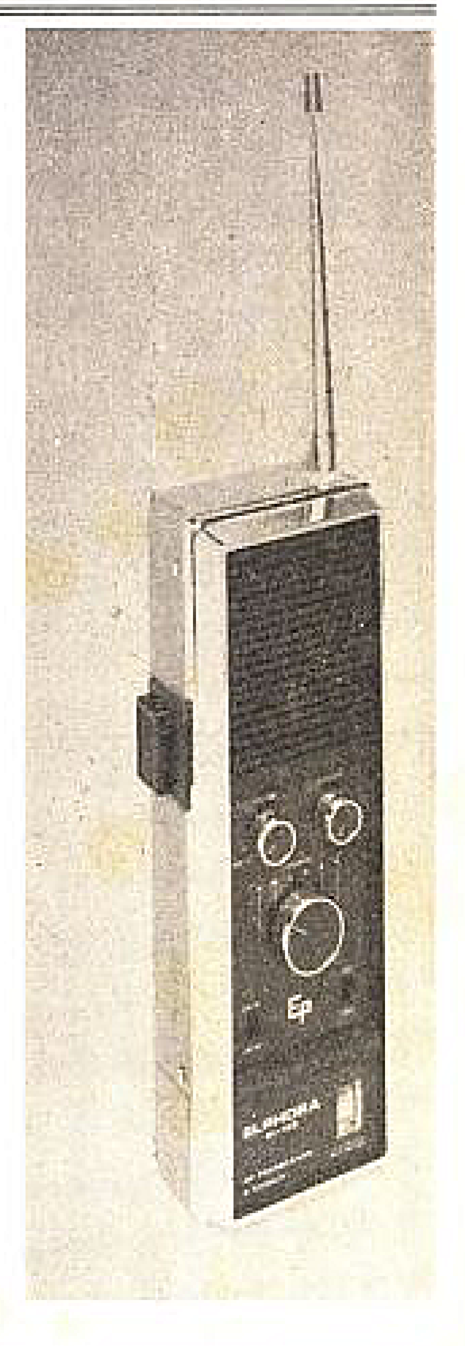
Courbe E. – Courbe de réponse du magnétophone avec cassette chrome et Fe_2O_3.

Conclusion

Très bel appareil que ce Beocenter 4000. La réalisation est excellente et ne devrait poser de problème qu'aux dépanneurs qui devront se risquer à l'intérieur. Nous ne voulons pas ici parler de fiabilité mais seulement signaler que l'accès aux composants n'est pas des plus faciles. Si vous êtes un fanatique des beaux appareils et si vous en avez assez des esthétiques sans personnalités, le 4000 est certainement fait pour vous.

E. LEMERY

LE RADIOTELEPHONE PORTABLE 6 CANAUX ELPHORA PACE BI 155



NOUS avons utilisé et testé en vraie grandeur deux « walky-talky » 27 MHz que nous propose la Société Elphora sous la référence BI 155, il s'agit d'appareils auxquels l'homologation PTT N° 1578 PP a été accordée en fonction des performances et des possibilités qu'ils offrent à leurs utilisateurs déjà nombreux. Nous allons, ci-dessous, examiner les différentes caractéristiques.

La figure 1 représente le schéma de principe de cet appareil et nous pouvons le décomposer ainsi :

– un amplificateur haute fréquence,
– un mélangeur et un oscillateur local à quartz,
– un filtre à quartz suivi d'un amplificateur moyenne fréquence,
– un étage détection,
– un amplificateur basse fréquence.

Ceci concerne la partie réception, pour la partie émission, nous disposons des circuits suivants :

– un amplificateur basse fréquence qui est celui de la partie réception commuté par le poussoir émission/réception,
– un oscillateur à quartz,
– un étage amplificateur de puissance.

Cet appareil présente des améliorations très sensibles par rapport au BI 125 de la même marque et décrit dans ces mêmes colonnes du numéro 1577.

Outre le fait que l'utilisateur dispose de 6 canaux au lieu de 3, la puissance à l'émission a été portée à 5 W au lieu de 3 W et l'alimentation s'effectue à partir de batteries rechargeables à l'aide d'un chargeur secteur fourni avec l'appareil.

Nous n'entrerons pas dans le détail du circuit qui est très classique et n'apporterait rien de positif aux utilisateurs futurs pour analyser d'une manière plus approfondie les résultats sur le terrain car il s'agit d'un appareil utilitaire destiné à des professionnels de différents corps de métier qui doivent pouvoir communiquer (parfois à plusieurs kilomètres) dans d'excellentes conditions, par exemple les chantiers du bâtiment, les services des eaux et forêts, les convois routiers, pour ne citer que ceux-là.

Pour ne pas saturer la réception en liaison proche, deux niveaux de puissance sont commutables à l'aide d'un inverseur situé en face avant, la puissance la plus faible étant utilisée essentiellement pour les communications en vue directe, jusqu'à 2 kilomètres, sans problème.

A puissance maximale nous avons pu maintenir des liaisons confortables jusqu'à 5 kilomè-

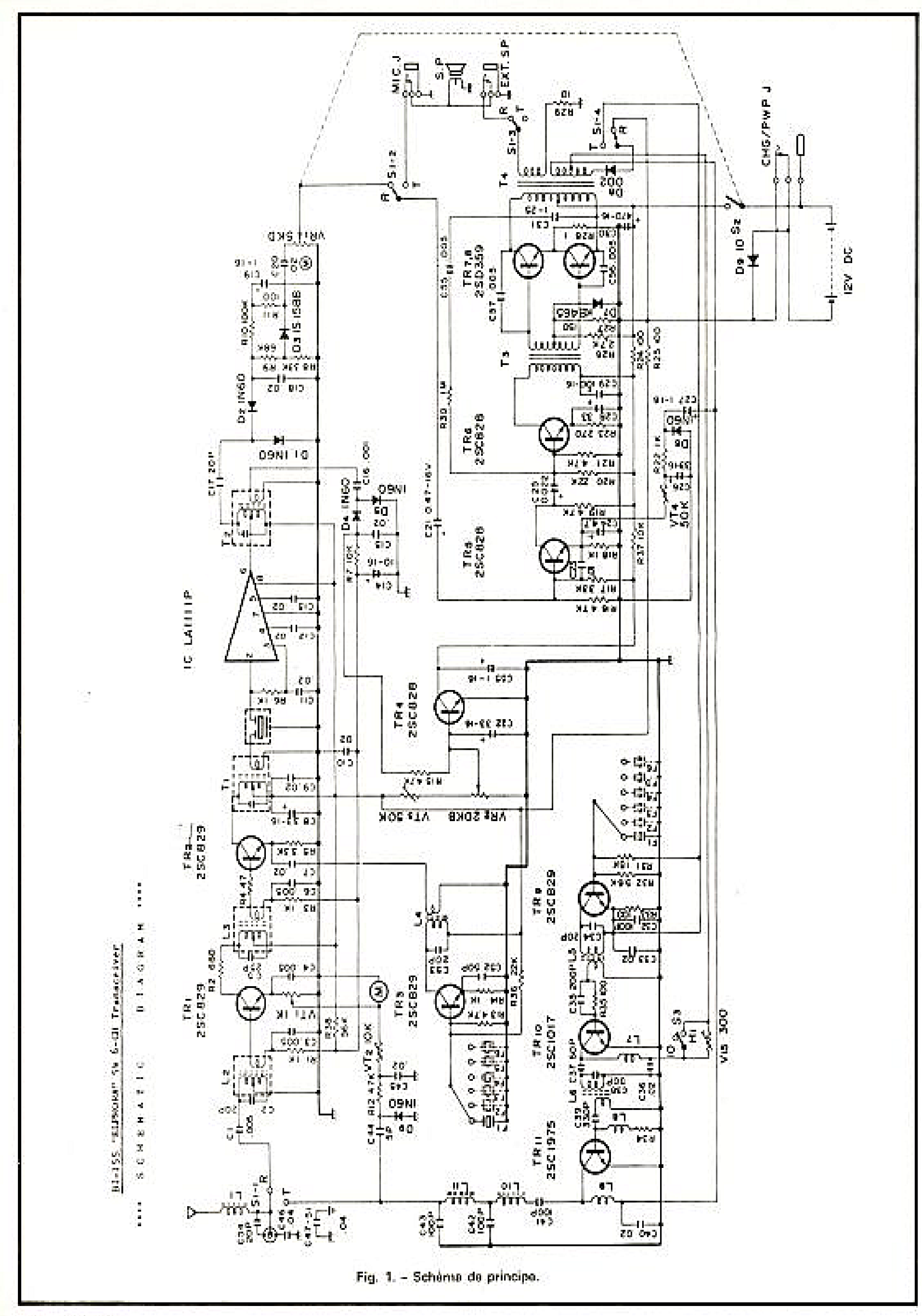


Fig. 1. – Schéma de principe.

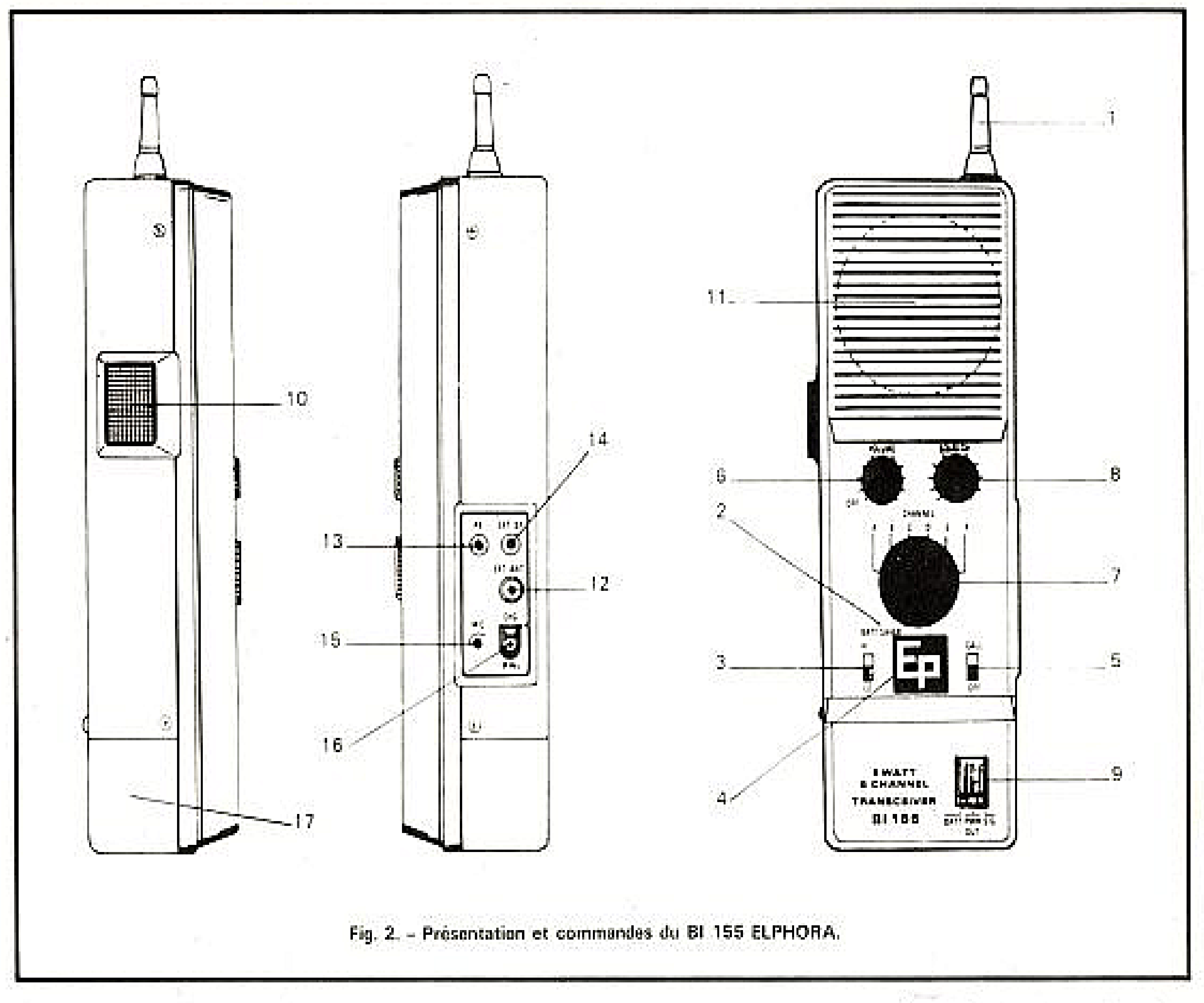


Fig. 2. – Présentation et commandes du BI 155 ELPHORA.

tres, l'un des postes situé au fond d'une vallée, l'autre sur un plateau avec de multiples obstacles entre les deux.

Il serait possible d'étendre encore les liaisons en utilisant pour l'un des deux postes une antenne extérieure 27 MHz comme il en existe de nombreux modèles sur le marché et pour laquelle une prise est prévue sur la face droite de chaque appareil.

Les radiotéléphones de cette classe sont souvent prévus pour être alimentés par piles ce qui à l'usage se révèle fort onéreux, aussi l'utilisateur appréciera dans le BI 155 le fait que l'alimentation s'effectue à partir d'une batterie rechargeable dont la capacité est de 600 mAH et assure une autonomie de plusieurs heures de trafic intense. Cette batterie est fournie avec l'appareil de même que le chargeur 220/12 V ; le nombre minimum de recharges étant supérieur à 500 on constate donc qu'il s'agit d'une solution particulièrement économique.

La figure 2 permet de découvrir l'emplacement des différentes commandes et des accessoires :

1 : antenne télescopique.
3 : commutateur faible puissance/forte puissance.
5 : poussoir pour appel sonore.
6 : potentiomètre de volume et commande marche/arrêt.
7 : sélecteur de canaux.
8 : Squelch.
9 : indicateur de charge et de niveau de réception.
10 : commande Emission/Réception.
11 : haut-parleur/Microphone.
12 : prise pour antenne extérieure.
14 : prise pour haut-parleur extérieur 8 Ω.
15 : prise pour microphone extérieur.
16 : prise pour chargeur de batterie ou alimentation extérieure.
17 : compartiment batterie.

Il semble difficile d'exiger d'autres possibilités que celles offertes par cet appareil sous un volume réduit (ses dimensions hors tout n'excèdent pas 270 x 90 x 70 mm).

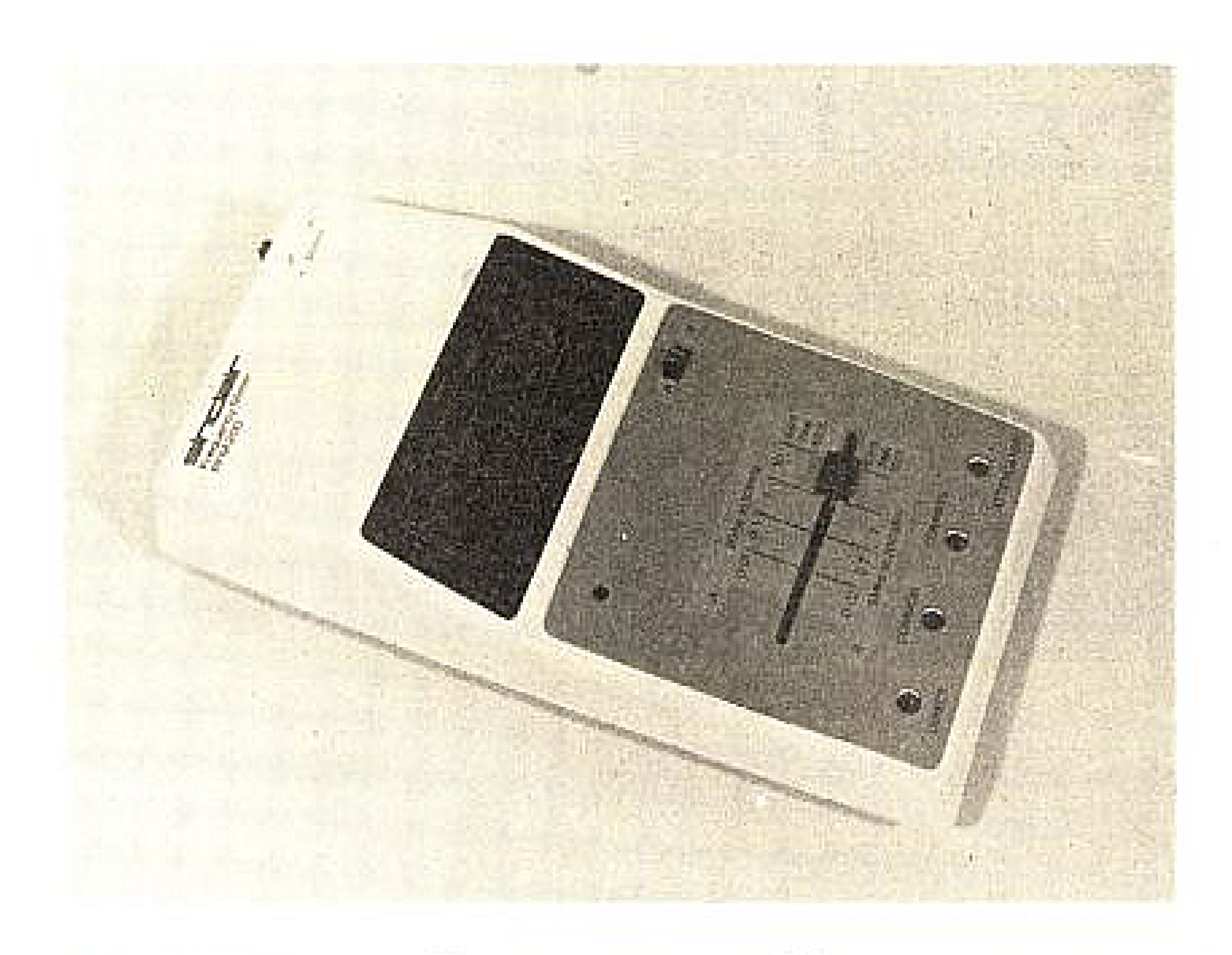
Nous ajouterons que cet appareil est parfaitement adapté aux règlements qui le concernent puisqu'il a reçu l'homologation PTT Nº 1578 PP il ne saurait donc y avoir de problème de ce côté.

Sur le plan de la construction il convient de dire que le fabricant a recherché en premier lieu la fiabilité aussi bien pour le choix des composants électroniques ou électromécaniques que dans l'étude et la réalisation du boîtier qui est en tôle peinte, la face avant étant composée de pièces en matière plastique très résistante peintes ou chromées.

Pour conclure, nous dirons que le BI 155 fait partie de l'élite des radiotéléphones portables et quand l'on songe aux multiples utilisations de ces appareils dans le monde moderne, il ne fait aucun doute qu'il est promis à un très bel avenir et que ses nombreux utilisateurs apprécieront ses nombreuses qualités et en particulier sa simplicité d'utilisation, sa maniabilité et sa fiabilité.

J.-Cl. PIAT

LE SINCLAIR PFM 200



UN FREQUENCEMETRE DE POCHE A 8 DIGITS

TOUT le monde connaît maintenant le multimètre Sinclair PDM 35, qui remporte un succès largement justifié par son excellent rapport prix/performances. Sous la même présentation, ce constructeur propose maintenant un fréquencemètre, mesurant et affichant sur 8 digits, des fréquences de 10 MHz à 200 MHz à pleine échelle.

Cet appareil essentiellement portatif, s'alimente soit à l'aide d'une pile miniature de 9 volts, soit à partir du secteur, par l'intermédiaire d'un adaptateur (1).

(1) Distribué par Tekelec.

– I – Présentation générale du PFM 200

Identique à celui du multimètre PDM 35, le boîtier du fréquencemètre PFM 200 (voir notre photographie de tête), se compose de deux demi-coquilles de plastique, l'une noire pour le fond, l'autre blanc mat pour la partie supérieure.

Légèrement formée en pupitre, celle-ci laisse apparaître, à travers un écran de plastique violet, les 8 chiffres des afficheurs, aisément lisibles à 1 ou 2 mètres, malgré leurs dimensions réduites. Sur la façade grise, deux commutateurs sélectionnent les gammes de mesure. La photographie de la figure 1 précise d'ailleurs le rôle des différents éléments de cette façade conformément aux références ci-dessous :

(1) cet inverseur à deux positions sélectionne soit la mesure directe (jusqu'à 10 MHz à pleine échelle), soit le passage par un diviseur de fréquence dans le rapport 20, ce qui permet d'atteindre les 200 MHz à pleine échelle.

(2) le commutateur de gammes sélectionne sur chacune des fonctions A ou B, quatre durées d'ouverture de porte, donc quatre échelles de fréquence. En fait, les durées d'ouverture de porte sont différentes dans le cas des fonctions A et B : pour cette deuxième fonction, la fréquence de l'oscillateur pilote est divisée par deux, donc, aussi, la durée de chaque mesure.

(3) deux bornes d'entrée permettent un accès direct aux circuits de comptage, tandis que les deux autres introduisent une atténuation de 20 dB.

(4) par cet orifice, on accède à un condensateur ajustable réglable par tournevis, et qui permet de recalibrer l'appareil.

Fig. 1

Fig. 2

à l'aide d'un générateur étalonné en fréquence.

A la partie supérieure du boîtier (fig. 2), on trouve :

(5) l'interrupteur de mise sous tension.

(6) une prise jack, pour le branchement de l'adaptateur dans le cas d'une alimentation à partir du secteur.

– II – Résumé des caractéristiques essentielles

– Fréquences mesurables : de 10 MHz à 200 MHz à pleine échelle, avec une commutation combinée par commutateur à 4 gammes, et sélecteur du rapport de division à l'entrée.

– Précision : ± 1 digit, à quoi il faut ajouter l'erreur de fréquence due à la base de temps interne. Celle-ci permet, à 22 °C, un ajustage préliminaire de $\pm 2.10^{-6}$, suivi d'une stabilité de $\pm 10^{-6}$ (données du constructeur). La stabilité en température atteint 3.10^{-7}, et le vieillissement s'accompagne d'une dérive inférieure à 10^{-5} par an.

– Sensibilité : la sensibilité maximale varie, en fonction de la fréquence, comme l'indique le graphique de la figure 3 (voir plus loin nos mesures).

– Protection des entrées : la tension crête à crête maximale que peut recevoir chacune des entrées (directe ou atténuée), dépend aussi de la fréquence. Ses variations sont indiquées dans le graphique de la figure 4.

– Impédance d'entrée : identique sur toutes les gammes : 1 MΩ en parallèle sur 50 pF.

– Alimentation : par une pile de 9 volts, ou par l'intermédiaire d'un adaptateur secteur. La consommation (fonction essentiellement du nombre d'afficheurs allumés), varie entre 20 et 60 mA.

– Caractéristiques mécaniques : longueur 157 mm, largeur 76 mm, épaisseur 32 mm. Masse : 170 grammes.

– Principaux accessoires livrés en option : adaptateur secteur 117 V, 220 V ou 240 V ; connecteurs BNC et coaxial ; antenne télescopique pour mesure sur les émetteurs.

– III – Etude du schéma

L'essentiel du fréquencemètre fait appel, comme on s'en doute, à un circuit intégré de comptage : il s'agit du modèle

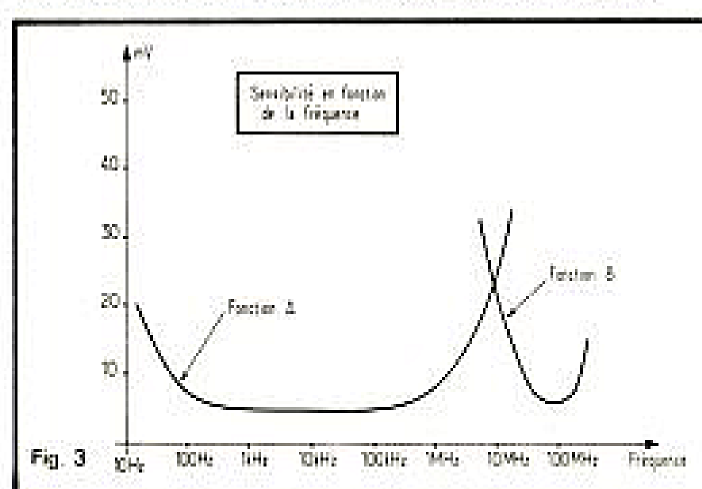


Fig. 3

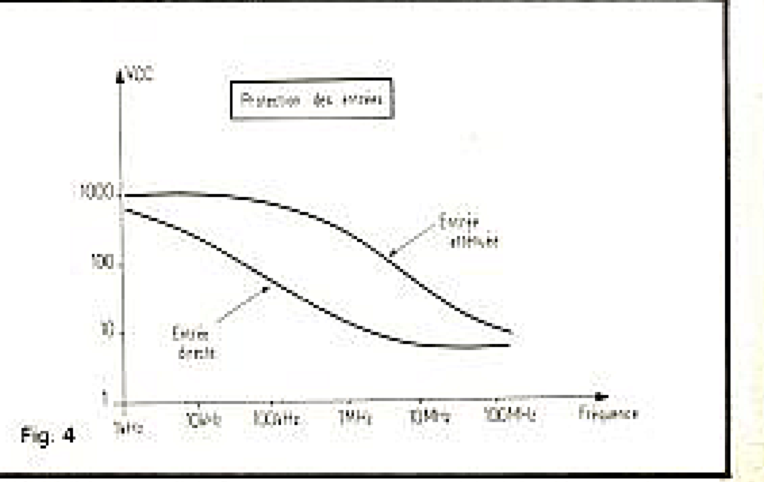


Fig. 4

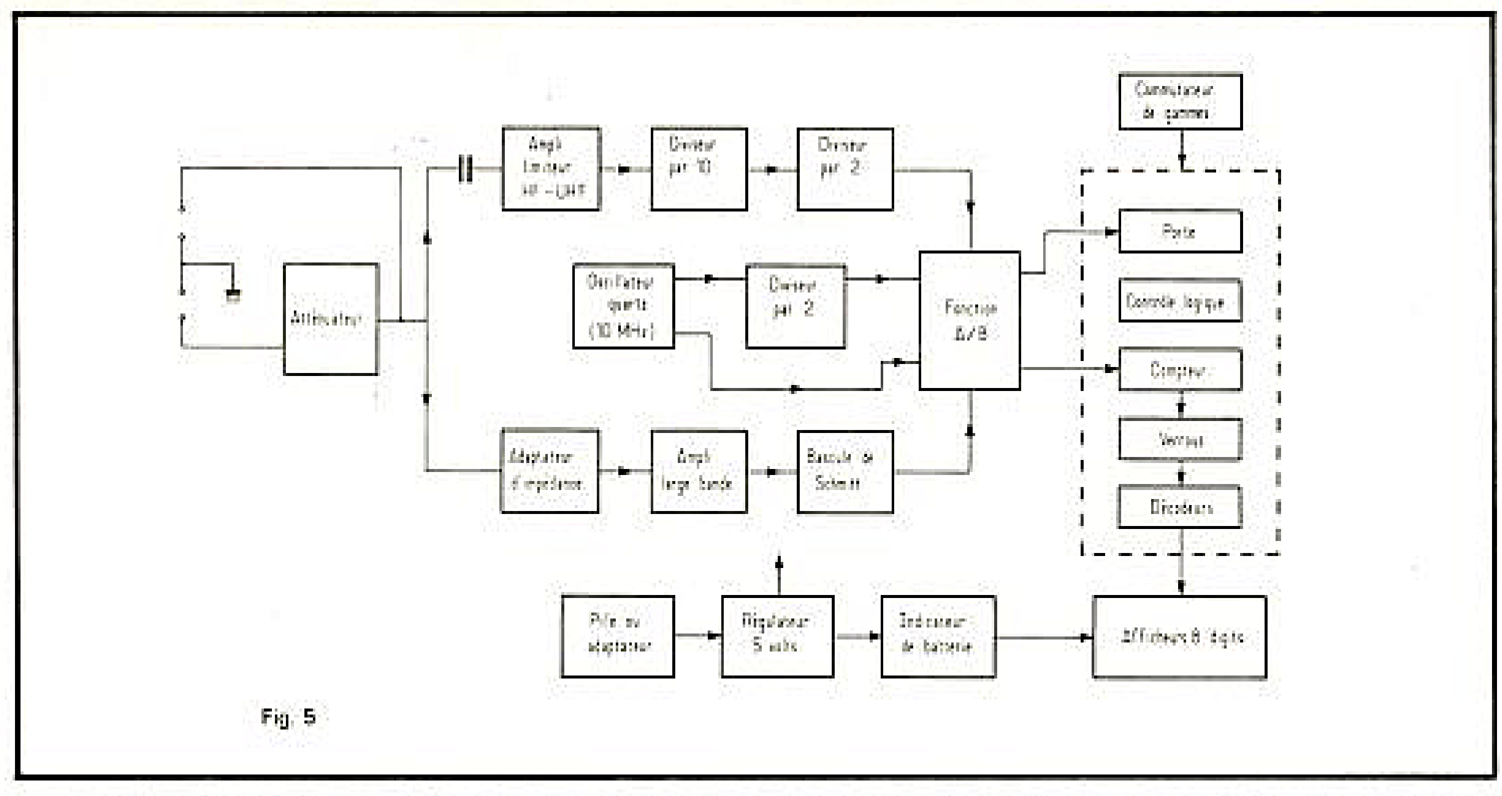


Fig. 5

ICM 7216, fabriqué par Intersil.

La figure 5 montre le synoptique de l'appareil. Le jeu des quatre bornes d'entrée, permet soit de contourner, soit de traverser l'atténuateur, qui, dans le deuxième cas, fournit une atténuation de 20 dB. A partir de là, le signal d'entrée passe par deux canaux différents, l'un ou l'autre étant ensuite sélectionné par le commutateur de fonctions A/B.

Sur le premier canal, utilisé aux fréquences inférieures à 10 MHz, on trouve d'abord un amplificateur adaptateur, à haute impédance d'entrée, suivi par un amplificateur à large bande, et enfin par une bascule de Schmitt, qui met les signaux en forme de créneaux.

Le deuxième canal comporte, en entrée, un amplificateur écrêteur pour les hautes et très hautes fréquences. Deux diviseurs y font suite, l'un dans le rapport 10 et l'autre dans le rapport 2.

Le commutateur des fonctions A ou B joue, comme nous l'avons indiqué déjà plus haut, à la fois en sélectionnant l'un ou l'autre des canaux décrits ci-dessus, et en modifiant la fréquence du signal d'horloge. Celui-ci, en effet, issu d'un oscillateur à quartz calé sur 10 MHz, peut être ramené à une fréquence de 5 MHz, après division par deux.

Le circuit intégré ICM 7216 rassemble tous les éléments de comptage : circuits de traitement du signal de la base de temps et circuits de contrôle logique, compteur d'impulsions, verrous de mise en mémoire, décodeurs, et circuits de pilotage des afficheurs. Autour de lui se branchent essentiellement le commutateur de gammes, et les afficheurs proprement dits.

L'ensemble est enfin complété par l'alimentation, qui comporte un régulateur délivrant une tension stabilisée de 5 volts, ainsi qu'un indicateur d'épuisement de la batterie.

Fig. 6

Cet indicateur entre en action quand la tension descend au-dessous de 6 volts.

– III –
A l'intérieur du boîtier

Comme celui du multimètre PDM 35, le coffret du PFM 200 est assemblé sans aucune vis, grâce aux encoches venues de moulage sur les deux coquilles, et à la relative souplesse du matériau utilisé.

Après ouverture, apparaît le dos du circuit imprimé, protégé par un papier isolant, et simplement maintenu par trois tétons de plastique emmanchés à frottement doux. La photographie de la figure 6 montre le circuit, qui porte la quasi-totalité des composants, à la seule exception du commutateur de fonctions A/B et de l'interrupteur de mise sous tension.

A côté du circuit intégré principal, se trouve le quartz à 1 MHz de l'oscillateur pilote, au-dessus duquel on aperçoit le petit condensateur ajustable de calage en fréquence. Les huit afficheurs sont rassemblés en un seul bloc, devant lequel un écran de plastique moulé forme autant de loupes hémisphériques.

– IV –
Nos impressions d'utilisation

L'emploi du fréquencemètre apparaît encore plus simple, s'il est possible, que celui du multimètre de la même famille. En effet, quelle que soit la gamme sélectionnée, l'affichage s'effectue toujours en kilohertz, la seule modification résidant dans le déplacement du point décimal. On ne risque donc aucune confusion d'échelle.

Celles-ci, en regard du commutateur à glissière, sont repérées par les durées d'ouverture de la porte de comptage, qui s'échelonnent de 10 ms à 10 s.

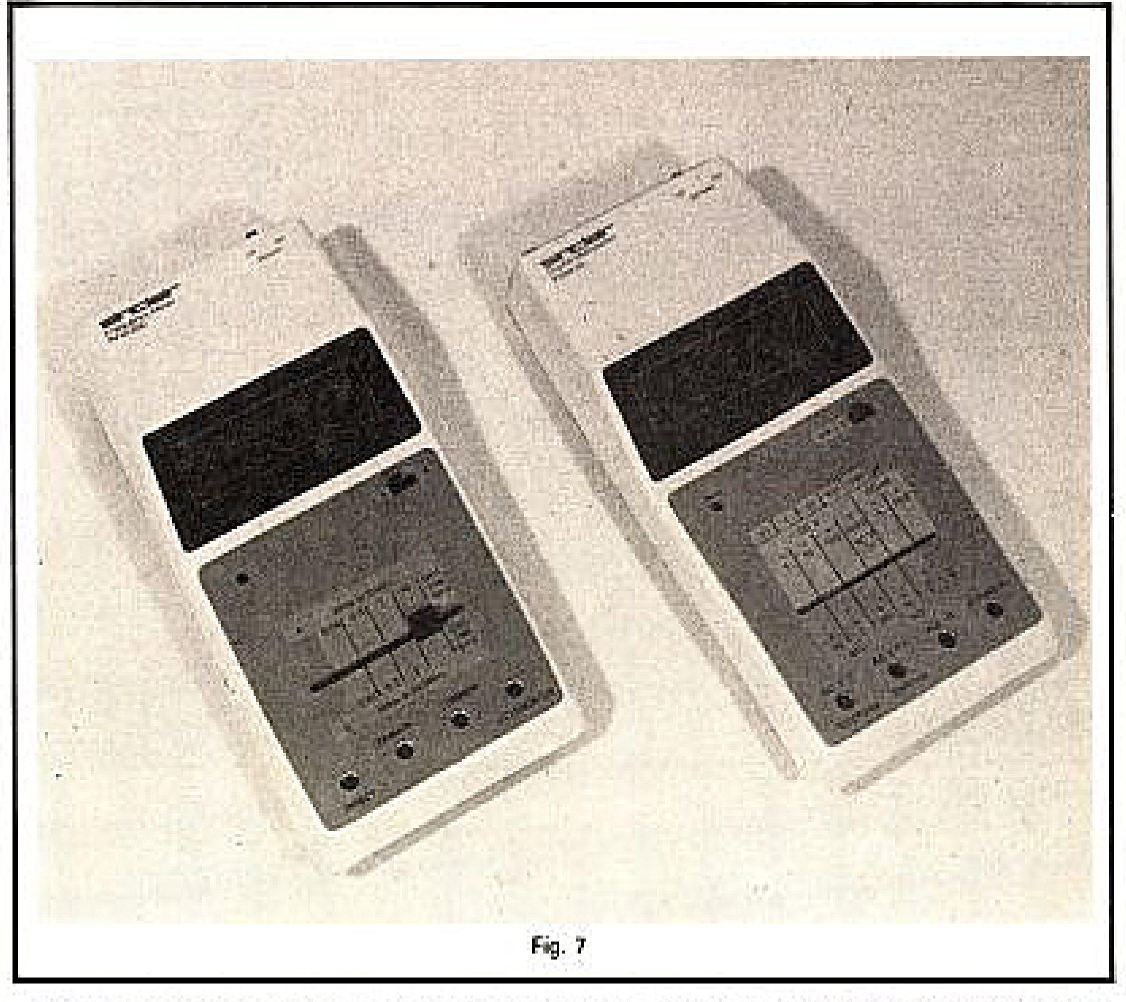


Fig. 7

Remarquons à ce propos que, sur la gamme des fréquences les plus basses (10 MHz à pleine échelle, avec une résolution de 0,1 Hz), il faut s'armer d'une certaine patience avant d'effectuer la lecture. En effet, la durée de comptage est alors de 10 secondes (pour obtenir un maximum de 10^7 impulsions à 1 MHz). Entre l'application sur l'entrée du signal inconnu, et une lecture sûre, il peut donc s'écouler 20 secondes.

Notons cependant que cette échelle ne s'utilise qu'en cas de nécessité d'afficher 8 chiffres, pour une fréquence inférieure ou égale à 1 MHz. Si on contrôle ces mêmes fréquences aux bornes d'un oscillateur de stabilité nettement moindre (par exemple un générateur BF stable à 1 % environ), les derniers chiffres n'ont aucune signification, et fluctueront à chaque comptage : on peut alors, pour accélérer les mesures, choisir une durée d'ouverture de porte nettement inférieure.

On sera peut-être surpris, lors de la prise en main, des six positions possibles pour le commutateur à glissière. En fait, seules les quatre positions centrales sont utiles. Les deux autres, qui ne font que répéter les positions 0,01 s et 10 s, doivent sans doute leur existence au souci de normalisation du constructeur, qui a utilisé le même commutateur sur le PFM 200 que sur le PDM 35, et la même découpe de façade.

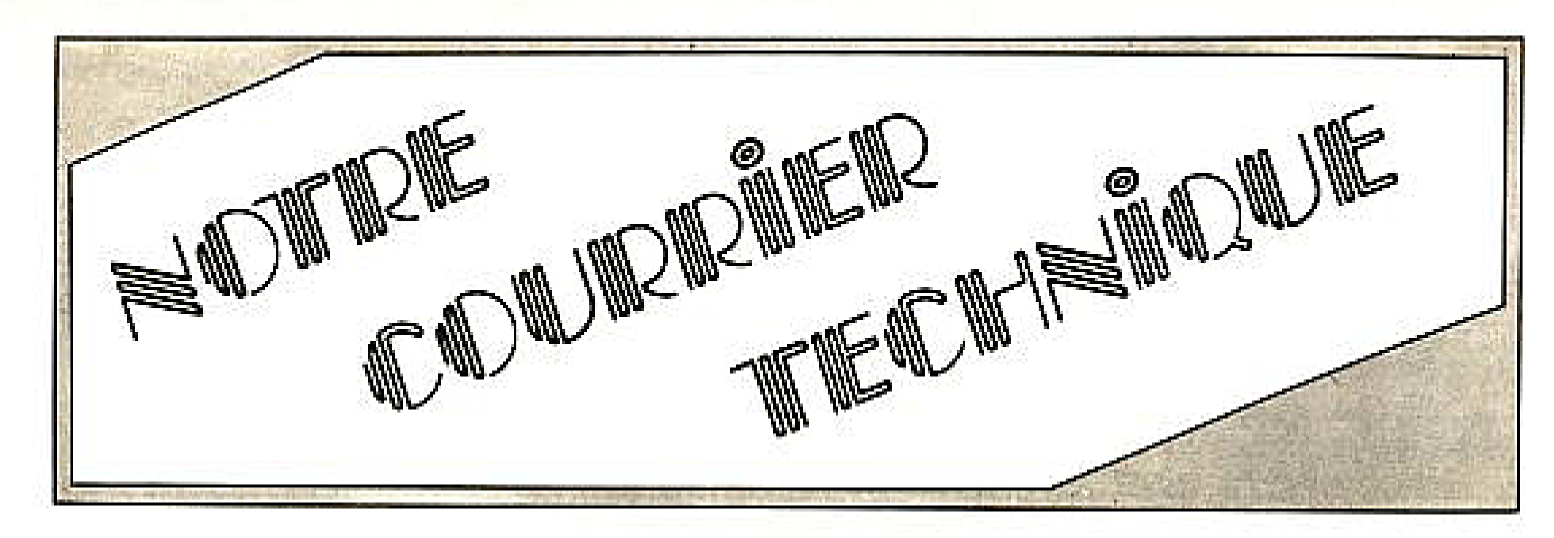
Nous n'avons pas pu tester, sur toute l'échelle des fréquences, les sensibilités d'entrée. Cependant, jusqu'à 5 MHz, les résultats obtenus concordent avec ceux qu'annonce le constructeur et que nous avons donnés en figure 3.

Signalons enfin qu'un problème, commun à tous les appareils digitaux avec affichage sur LED, et alimentés par pile, trouve maintenant sa solution en France. L'autonomie d'une pile miniature de 9 volts n'excède guère, en effet, une dizaine d'heures, ce qui se révèle vite coûteux. Or on peut maintenant se procurer sur le marché français, des batteries Cd-Ni de même taille (voir nos annonceurs), et dont le prix est d'environ 10 fois celui de la pile : avec un petit chargeur, c'est donc certainement la meilleure solution pour conserver l'autonomie du PFM 200 sans se ruiner.

Nos conclusions

Les caractéristiques du fréquencemètre PFM 200, sa présentation agréable sous une forme très compacte, et surtout son étonnant rapport prix/performances, nous permettent de lui prédire une carrière prometteuse, à l'égale de celle que connaît le multimètre PDM 35. Ces deux jumeaux (fig. 7) forment un ensemble qui ouvre à la mesure digitale, l'accès aux laboratoires de l'amateur.

R. RATEAU



NOTRE COURRIER TECHNIQUE

par R.-A. RAFFIN

MODALITES DE FONCTIONNEMENT DU COURRIER DES LECTEURS

Afin de nous permettre de répondre plus rapidement aux très nombreuses lettres que nous recevons, nous demandons à nos lecteurs de bien vouloir suivre ces quelques conseils :

● Le courrier des lecteurs est un service gratuit pour tout renseignement concernant les articles publiés dans LE HAUT-PARLEUR. NE JAMAIS ENVOYER D'ARGENT. Si votre question ne concerne pas un article paru dans la revue et demande des recherches importantes, votre lettre sera transmise à notre laboratoire d'étude qui vous fera parvenir un devis.

● Le courrier des lecteurs publié dans la revue est une sélection de lettres, en fonction de l'intérêt général des questions posées. Beaucoup de réponses sont faites directement. Nous vous demandons donc de toujours joindre à votre lettre une enveloppe convenablement affranchie et self adressée.

● Priorité est donnée aux lecteurs abonnés qui joindront leur bande adresse. Un délai de UN MOIS est généralement nécessaire pour obtenir une réponse de nos collaborateurs.

● Afin de faciliter la ventilation du courrier, lorsque vos questions concernent des articles différents, utilisez des feuilles séparées pour chaque article, en prenant bien soin d'inscrire vos nom et adresse sur chaque feuillet, et en indiquant les références exactes de chaque article (titre, numéro, page).

● Les renseignements téléphoniques (200.33.05, poste 288), qui ne peuvent en aucun cas se transformer en débats de longue durée, fonctionneront le lundi et le mercredi de 9 heures à 12 heures et de 14 heures à 17 heures.

RR – 10.26 : M. Roland Vivière, 52 ST DIZIER, nous demande :

1) les équivalences des transistors 2 SA 266, 2 SB 32 et 2 SB 33 ;

2) des renseignements concernant le récepteur 27 MHz décrit dans Electronique Pratique n° 1525, page 44.

1) Correspondances des transistors :

2 SA 266 : AF 124, AF 130, AF 134, AF 164, AF 194, 2N 3323.

2 SB 32 et 2 SB 33 : AC 121 IV ou VI, AC 122, AC 125, AC 151, AC 192, 2N 1192.

2) Le réglage correct de la résistance ajustable ne doit pas supprimer le bruit de la super-réaction (bruit de souffle caractéristique). Le réglage correct est le suivant : Partant d'un fonctionnement sans souffle, il faut tourner lentement cette résistance ajustable jusqu'au déclenchement d'un souffle stable ; ne pas pousser plus loin le réglage de cette résistance. Le récepteur fonctionne alors en super-réaction.

Une distance de seulement 20 à 25 mètres entre émetteur et récepteur est anormalement faible. Cela peut évidemment provenir d'un mauvais fonctionnement en super-réaction (voir ci-dessus) ; dans un fonctionnement correct, le souffle caractéristique de la super-réaction disparaît pour laisser place aux signaux reçus depuis l'émetteur. Vérifiez également le réglage du noyau de la bobine L (tout ceci en admettant un fonctionnement par ailleurs correct et normal de l'émetteur).

●

RR – 10.30 – F : M. Laurent Morel, 01 BOURG EN BRESSE, nous demande conseil pour l'utilisation d'un amplificateur linéaire à la suite d'un transceiver VHF.

1) Dans l'amplificateur linéaire faisant l'objet de la figure 1, page 301, n° 1486, le dosage de l'excitation VHF appliqué doit être effectué avec beaucoup d'attention ; il en est d'ailleurs de même dans tous les amplificateurs linéaires VHF.

Sur l'amplificateur linéaire cité précédemment, vous pouvez disposer de trois procédés pour régler l'excitation appliquée :

a) par le réglage du condensateur ajustable C_c ;

b) par modification du couplage entre L_c et L1 (c'est-à-dire en modifiant l'espacement entre les axes de ces bobines) ;

c) par l'addition d'un atténuateur à résistances intercalé à l'entrée de l'amplificateur selon le schéma de la figure RR-10.30, en A.

2) Le circuit de sortie préconisé peut être remplacé par des bobinages classiques. Dans ce cas, la bobine L2 est constituée par deux fois deux tours sur air, fil de cuivre de 16 à 20/10 de mm : diamètre intérieur de 14 mm ; espacement entre spires de 4 mm ; espacement médian de 15 mm.

La bobine de couplage d'antenne L_a comporte deux tours de fil de cuivre de 12 à 16/10 de mm sous gaine plastique ; diamètre intérieur de 14 mm sur air ; espacement entre spires de 3 mm ; couplage à ajuster dans l'espacement médian de L2 (voir fig. RR-10.30, en B).

●

RR – 10. 31 : M. André Debesse, 26 ROMANS, aimerait que nous lui rappelions les numéros de nos différentes publications dans lesquelles ont été décrits des réverbérateurs et des tables de mixage (ou plus modestes mélangeurs).

1) Réverbérateurs

Radio-Plans n° 258, 291 et 298.

Haut-Parleur n° 1407 (page 66), 1516 (page 60), 1540 (page 60), 1553 (page 195), 1587 (page 129), 1591 (page 207), 1604 (page 153), 1627 (page 265), 1629 (page 274) et 1630 (page 273).

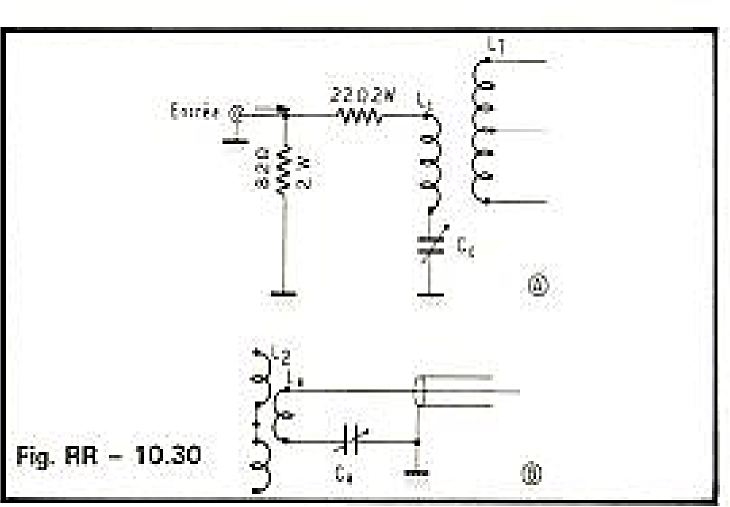


Fig. RR – 10.30

2) Mélangeurs et tables de mixage

Radio-Plans n° 343, 367 et 368.

Haut-Parleur n° 1530 (page 331), 1535 (pages 171 et 301), 1557 (page 205), 1570 (page 309), 1635 (page 99), 1636 (page 149), etc.

●

RR – 10.29 : M. Jacques Maussier, 06 ST LAURENT DU VAR, nous demande :

1) où se procurer des condensateurs de 1 à 2 µF non polarisés avec tension de service de 1 000 V ;

2) divers renseignements concernant la télévision.

1) Pour des condensateurs de 1 à 2 µF non polarisés à tension de service 100 V, il faut faire appel à la catégorie des condensateurs dits de puissance. Ces condensateurs aux capacités et à la tension de service indiquées existent notamment dans la gamme PAPCO chez Siemens. Veuillez donc consulter un détaillant radioélectricien qui commandera les composants qui vous sont nécessaires.

2) « Multistandard » veut dire capable de recevoir tous les standards.

Le standard C.C.I.R., également dénommé norme B, est celui exploité notamment en Allemagne (R.F.A), en Suisse, en Espagne et en Italie. Caractéristiques essentielles : 625 lignes ; canal complet = 7 MHz ; canal vidéo = 5 MHz ; modulation vidéo négative ; écart porteuse son-vision = 5,5 MHz ; son en modulation de fréquence.

3) Certes, pour transformer un téléviseur normal en un appareil multistandard, il faut modifier les circuits que vous indiquez dans votre lettre (tuners et étages FI). Mais il faut aussi pouvoir inverser le sens de la détection vidéo (modulation vidéo, soit positive, soit négative). Il faut également que les circuits « son » conviennent, soit pour la modulation d'amplitude, soit pour la modulation de fréquence. Il faut enfin que le balayage de « lignes » puisse se faire à diverses fréquences.

4) On ne peut pas modifier une antenne TV existante aussi simplement que vous semblez le croire (augmentation du nombre des éléments directeurs, modification de l'espacement entre les éléments, etc). Chaque modification provoque une variation de l'impédance centrale (aux points où est connecté le câble coaxiall et il faudrait simultanément apporter une modification à la forme du radiateur-trombone pour rétablir l'impédance à la valeur requise.

●

RR – 11.10 : M. Régis MOREL, 43 Le puy, désire connaître les caractéristiques du circuit intégré TAA 611 et la correspondance de divers transistors.

1) Au sujet du circuit intégré TAA 611, nous vous prions de bien vouloir vous reporter au n° 1614, page 276 (réponse RR-06.49-F).

2) Correspondances des transistors :

BC 317 : BC 237, BC 107, BC 147, BC 167, BC 171, BC 182.

MPS 6566 : BC 237 B, BC 107 B, ... comme ci-dessus avec suffixe B.

BC 318 A : BC 237 A.

BC 320 : BC 307, BC 251, BC 212, BC 204.

BC 321 B : BC 307 B, BC 213.

2N 2197 : BSX 46 – 6.

2N 1057 : AC 125, AC 131/30, AC 151.

2N 377 : ASY 29, ASY 75.

●

RR – 11.11 : M. Gabriel NERON, 28 Dreux, désire obtenir le schéma d'un convertisseur d'alimentation pour un tube fluorescent alimenté à partir d'un accumulateur de 12 V.

Nous vous prions de bien vouloir vous reporter au N° 1621, page 55, où ce sujet a été traité.

●

RR – 11.12 : M. Gilles BERAUD, 17 Aulnay, désire connaître les équivalences de la diode zener 1N 238.

La diode zener 1N 238 présente une tension de référence de 105 V. Elle n'a pas de correspondante exacte en Europe ; les types les plus proches sont : BZX 61 – C 100 et BZX 61 – C 110 (de la R.T.C.) qui présentent respectivement des tensions de zener de 100 et de 110 V.

●

RR – 11.14 : M. Roland PERICHON, 14 Cagny, aimerait connaître les correspondances du transistor 2SA 721 et de différentes diodes.

1) Transistor 2 SA 721 : BC 307, BC 253, BC 214, BC 206.

2) Diodes :

MA 161 : BA 201, BA 218, BA 222, BA 318, BAX 13, BAX 80, BAY 38, BAY 63, BAY 71, BAY 74, FD 100.

1N60 : AA 137, AA 116.

WZ 081 : BZY 88/C8 V2, BZX 46/C8 V2, BZX 55/-C8/V2, BZX 79/C8 V2.

●

RR – 11.14 : M. Claude MARIN, 90 Fontaine, nous demande :

1) la correspondance de divers transistors ;

2) conseil concernant l'installation d'un récepteur autoradio.

1) Correspondances des transistors :

2N 52222 : BF 254.

2N52222 : BF 254.

2N5180 : BFY 90.

2) Dans votre installation actuelle, la faiblesse des résultats obtenus est peut-être due à la mauvaise qualité du câble coaxial de liaison (compte-tenu de sa grande longueur) entre l'antenne et le récepteur. Il faut toujours utiliser du câble coaxial à très faibles pertes et à faible capacité répartie. Dans tous les cas, après installation, l'antenne étant connectée au récepteur, le ou les circuits d'entrée de ce dernier doivent être réglés, accordés, retouchés en conséquence ; une vis de réglage (au moins) facilement accessible de l'extérieur, doit être prévue à cet effet sur l'appareil.

L'antenne en fibre de verre ne saurait être meilleure qu'une antenne classique de même longueur (tiges métalliques télescopiques ou non), ou apporter davantage de sensibilité... L'antenne en fibre de verre est en fait un simple fil de cuivre recouvert d'une importante couche de fibre de verre ; ce type d'antenne est plus souple et plus robuste, mais pas meilleur du point de vue radioélectrique.

Enfin, comme antenne télescopique du type rétractable électriquement, nous vous suggérons le modèle 9 703 91 de Portenseigne S.A. (longueur déployée = 1 mètre ; dépassement en position rentrée = 3 cm).

●

RR – 11.15 : M. Denis LARUE, 79 Echire, désire connaître le schéma d'un circuit correcteur Baxandall à circuits intégrés (ou à défaut à transistors).

Un circuit correcteur « graves » et « aiguës » du type Baxandall à circuits intégrés a été décrit à la page 89 de notre nº 1608.

Il est également possible de réaliser ce circuit correcteur à l'aide de transistors : il suffit alors de vous reporter à n'importe quelle description de préamplificateur BF publiée dans nos revues, car présentement tous les circuits correcteurs graves et aiguës sont de ce type.

●

RR – 11.16 : M. Patrick LABROSSE, 69005 Lyon, désire connaître :

1) la correspondance du tube cathodique 25 MP 4 ;

2) la correspondance de différents transistors.

1) Vous pouvez remplacer un tube cathodique 25 MP 4 par un tube A 65 – 11 W sans aucun problème, la correspondance étant rigoureuse.

2) Les transistors ME... cités dans votre lettre sont des fabrications chinoises de la firme Micro-Electronics de Kowloon – Hong-Kong.

Ces transistors ne figurent dans aucun de nos manuels de correspondances. Nous ne pouvons que vous indiquer les correspondances approximatives suivantes :

ME 0402 : 2N 5373, BCX 75 – 16.

ME 0412 : BC 154, BC 214, BC 416 B.

ME 4101 : 2N 3838, BC 167 A, BC 107 A, BC 207 A, BC 237 A.

ME 4102 : BC 113, BC 237 B, BC 148 B, BC 168 B, BC 108.

ME 6101 : 2N 4982, 2N 3060, BCY 95 B, VCY 77 VII.

●

RR – 11.17 : M. Robert PAPRY, 61 FLERS, nous questionne concernant les bobinages utilisés en radio.

Il n'existe aucune formule précise permettant de déterminer le nombre de tours d'une bobine pour l'obtention d'un coefficient de self-induction donné. En effet, cela dépend essentiellement du mode d'enroulement (spires jointives, espacées, en couches successives, en nids d'abeilles, etc.), du rapport entre le diamètre et la largeur du bobinage, et de l'induction spécifique du noyau (qualité de la ferrite).

Pratiquement, on utilise donc une formule empirique très approxiamtive ou un abaque approprié déterminant très grossièrement les caractéristiques de la bobine ; ensuite, par mesure au pont d'inductance, celle-ci est amenée très exactement à la valeur requise, soit par retouche du nombre de tours, soit par action sur le noyau ou le pot de ferrite.

●

RR – 11.18-F : M. Gilbert BRIDAY, 46 Cahors aimerait connaître les caractéristiques et le brochage du tube QC 05/35.

Caractéristiques du tube QC 05/35 :

Tétrode d'émission ; chauffage direct = 1,6 V 3,2 A ; 7 mA/V ; Wa = 25 W ; fréquence maximale = 175 MHz.

Classe C/CW : Va = 600 V ; Vg1 = – 71 V ; Vg2 = 180 V ; Ia = 150 mA ; Ig2 = 15 mA

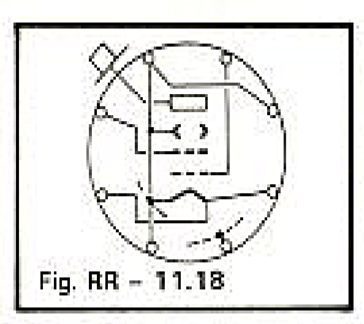


Fig. RR – 11.18

Ig1 = 2,8 mA ; W hf g1 = 0,3 W ; Wu = 65 W HF.

Classe c/modulation A + G2 : Va = 475 V ; Vg1 = – 77 V ; Vg2 = 135 V ; Ia = 94 mA ; Ig2 = 9 mA ; Ig1 = 2,8 mA ; W hf g1 = 0,3 W ; Wu = 23 W – HF.

Brochage 3 voir figure RR-11.18.

●

RR – 11.19 : M. Jean-Yves GRISARD, 58 Tannay, nous demande conseil pour la mise au point d'un amplificateur BF qu'il vient d'achever.

Il est tout à fait anormal que le réglage du volume sonore ne s'opère que sur quelques millimètres seulement de la course des potentiomètres (curseurs à déplacement linéaire).

S'agit-il bien de potentiomètres à variation logarithmique ? En effet, le manque de progressivité dans les réglages BF est parfois dû à l'emploi de potentiomètres à loi de variation linéaire (au lieu de la variation logarithmique qui est nécessaire), ou bien à l'emploi de potentiomètres à loi de variation logarithmique... mais qui par erreur ont été montés à l'envers !

●

RR – 11.20 : M. Francis DUBOUIS, 48 Florac, sollicite des renseignements complémentaires au sujet du préamplificateur d'antenne à large bande 40 – 850 MHz décrit dans le Nº 1446, page 263.

1) Le transistor BFR 99 est une fabrication S.G.S. dont voici l'adresse :

S.G.S. Ates France S.A., Immeuble « Le Palatino », 17, avenue de Choisy, 75643 Paris Cedex 13.

Etablissements auprès desquels tout radioélectricien de votre région pourra s'approvisionner.

2) La « bobine de choc » sur ferrite comporte une quinzaine de tours sur un petit bâtonnet de ferrite de 1,5 à 2 mm de diamètre (non critique).

3) Autre schéma d'un montage similaire : voyez notre numéro 1544, page 254.

●

RR – 11.21 : M. Albert DECLAS, 40 Dax, utilise un allumeur électronique et depuis son installation, le compte-tours ne fonctionne plus.

Le cas du compte-tours électronique qui ne fonctionne plus (ou qui retarde) après l'installation d'un allumage électronique est désormais classique !

Une solution consiste à intervenir directement sur le compte-tours à condition que vous en ayez le schéma et à condition que l'accès à ses circuits internes soit possible.

D'autres solutions (extérieures) éventuellement applicables ont été exposées dans le Nº 1392 (page 141) auquel nous vous prions de bien vouloir vous reporter.

●

RR – 11.22 : M. Jean-Luc BUTTY, 10 Troyes, nous demande :

1) la répartition et l'utilisation des gammes VHF, UHF et SHF ;

2) conseil pour la remise en état d'un chargeur d'accumulateurs.

1) Nous avons publié la répartition et l'utilisation des fréquences de l'acoustique aux rayons cosmiques dans le nº 1 de la revue Electronique Applications (12,00 F).

2) La diode employée n'entraîne pas une chûte de tension importante (en tout cas moindre que le redresseur au sélénium), puisque l'intensité de charge mesurée est supérieure.

Pour avoir une idée exacte de la tension redressée à vide, il faudrait monter un condensateur électrochimique de 500 µF en parallèle sur la sortie ; toute autre mesure avec un voltmètre ordinaire effectuée sans ce condensateur est sans valeur réelle.

Mais le problème n'est pas là ; c'est l'intensité de charge qu'il convient de ramener à une valeur normale, plus raisonnable, disons 4 à 4,5 A, par exemple. Pour cela, il vous suffit d'intercaler en série, dans l'un des fils aboutissant à la batterie, une résistance bobinée de très forte puissance et de seulement quelques ohms (valeur à déterminer pour l'obtention de l'intensité souhaitée).

●

RR – 11.23-F : M. Alexandre DEAL, 88 Vittel, nous demande :

1) les caractéristiques des transistors TF 80/60 K et MPS-U 03 ;

2) les caractéristiques et le brochage des transistors 2N 6027 et 2N 6028 ;

3) des renseignements concernant l'alimentation décrite dans le N° 1563, page 59.

1) Caractéristiques maximales des transistors :

TF 80/60 K : PNP germanium ; Vcb = 64 V ; Vce = 45 V ; Beb = 20 V ; Ic = 3 A ; Pd = 30 W ; h fe = 20 à 40 pour Ic = 1 A et V_{ce} = 1 V. Correspondance : AD 131.

MPS-U03 : silicium NPN ; Vcb = 120 V ; Beb = 5 V ; Vce = 120 V ; Pc = 1 W ; Ic = 1 A ; h fe = 40 pour Ic = 10 mA et Vcb = 10 V ; Ft = 100 MHz. Correspondance approximative : BD 137 – 10.

2) Caractéristiques maximales des transistors unijonctions programmables :

2N 6027 : silicium émetteur P ; Pt = 300 mW ; Vp – Vs = 1,6 V ; Ip = 2 μA ; Iv = 50 mA ; VO = 6 V ; VF = 1,5 V.

2N 6028 : silicium émetteur P ; Pt = 300 mW ; Vp – Vs = 0,6 V ; Ip = 150 nA ; Iv = 25 μA ; VO = 6 V ; VF = 1,5 V.

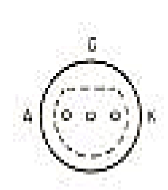


Fig. RR – 11.23

Brochage identique pour les deux ; voir figure RR-11.23.

3) Il est effectivement possible de remplacer le transformateur 2 x 30 V par un transformateur ne comportant qu'un seul enroulement de 30 V. Comme cela est exposé dans le texte (page 63), il suffit simplement d'utiliser quatre diodes connectées en pont à la place des deux diodes D_4 et D_5.

●

RR – 11.24 : M. Marcel VENET, 22 Dinan, nous demande :

1) des conseils pour l'utilisation d'un oscilloscope ;

2) des conseils pour la confection des bobinages en nids d'abeilles ;

3) des renseignements au sujet de l'amplificateur de téléphone décrit dans Electronique Pratique n° 1580, page 60.

1) Les diverses utilisations d'un oscilloscope ont fait l'objet de très nombreux articles publiés dans cette revue ; les plus récents l'ont été dans les numéros 1575, 1579, 1583, 1587 et 1600.

2) Nous ne connaissons malheureusement aucun bobinier confectionnant des bobinages en nids d'abeilles et qui accepterait cette fabrication à l'unité.

Cependant, votre question nous surprend en ce sens que nous ne voyons pas dans quels circuits d'un émetteur ou d'un récepteur pour bandes décamétriques « amateurs » il est fait appel à des bobinages en nids d'abeilles. Même pour la bande 80 m (3,5 MHz), les circuits d'accord peuvent être réalisés avec des bobinages à spires jointives.

Il reste évidemment les éventuelles bobines d'arrêt (genre R 100) constituées généralement par 4 galettes en nids d'abeilles... Mais de telles bobines d'arrêt se trouvent toutes prêtes et très facilement dans le commerce.

3) Nous vous demandons de bien vouloir vous reporter précisément au rectificatif publié dans le N° 1592 d'Electronique Pratique, page 160.

●

RR – 11.25 : M. Daniel RIVOIRE, 78 Poissy, nous demande :

1) des conseils pour le déparasitage d'une automobile après l'installation d'un récepteur auto-radio ;

2) les caractéristiques de différents semi-conducteurs.

1) Il existe des matériels spéciaux de déparasitage des véhicules dans le cas des VHF (qu'il s'agisse de la FM ou des bandes réservées au radiotéléphones).

Nous vous suggérons de consulter l'ouvrage « Technique Nouvelle du Dépannage des Radio-récepteurs », pages 105 à 112 (Librairie Parisienne de la Radio 43, rue de Dunkerque 75010 Paris).

Ces matériels sont fabriqués par la Société F.A.C.O.N. 28, rue de Lyon 75012 Paris. Néanmoins, ces établissements ne vendent pas directement aux particuliers et vous devez passer par l'intermédiaire, soit de votre garagiste, soit de l'installateur de l'auto-radio.

2) Caractéristiques maximales :

ASY 73 : transistor germanium NPN ; Pc = 140 mW ; Vcb = Veb = 30 V ; Bce = 15 V ; Ic = 400 mA ; h fe = 20 pour Ie = 200 mA.

AD 143 : transistor germanium PNP ; Pc = 30 V ; IC = 10 A ; Ib = 3 A ; Vcb = Vce = 40 V ; Beb = 10 V ; h fe = 30 à 170 pour Ic = 1 A et Vcb = 2 V.

AU 110 : transistor germanium PNP ; Pc = 30 W ; Ic = 10 A ; Ib = 3 A ; Vcb = 160 V ; Beb = 2 V ; h fe = 20 à 90 pour Ic = 1 A et Bcb = 2 V.

B 125 C 140 : redresseur 125 V eff. ; intensité redressée max. = 140 mA.

TAA 550 : circuit intégré stabilisateur de tension pour diodes « varicap » ; Pd = 50 mW ; tension de sortie stabilisée = 33 V.

●

H.P. 15-4-79

RR – 11.26 : M. Louis BOULET, 75002 Paris, nous demande :

1) des renseignements au sujet des détecteurs de radioactivité ;

2) les correspondances des transistors 2N 2369 et 2N 3137 ;

3) des schémas de sondes de mesure pour oscilloscope.

1) Votre demande ne précise pas si vous recherchez seulement les tubes connecteurs ou détecteurs de radioactivité, ou bien des appareils complets.

Vous pourriez vous procurer des tubes Geiger (de la R.T.C) chez un revendeur de cette marque, par exemple :

Omnitech, 82, rue de Clichy, 75009 Paris.

Nous avons publié le montage d'un détecteur de radioactivité dans notre Nº 1105 ; néanmoins, il est maintenant épuisé.

2) Correspondances des transistors :

2N 2369 : BSX 20, BSX 93, BSY 19, BSY 21, BSY 63.

2N 3137 : BSY 58.

3) Nous vous demandons de bien vouloir vous reporter à nos numéros suivants : 1247 (page 108), 1379 (page 156), 1610 (page 99).

●

RR – 11.27 : M. Jean-Jacques PERRIER, 04 Corbières, nous demande :

1) conseil pour la réparation d'un téléviseur ;

2) les caractéristiques de différents semi-conducteurs.

1) Il n'y a pas de risque majeur à raccorder le fil de la THT d'un téléviseur entre le transformateur et la ventouse dans la mesure où ce raccord est convenablement effectué.

En premier lieu, il faut effectuer une soudure bien ronde, sans pointe ni aigrette, afin d'éviter l'effet Corona. Ensuite, il faut recouvrir la jonction avec plusieurs tours de ruban adhésif isolant.

2) Caractéristiques maximales :

NF 522 : FET canal N ; Pd = 200 mW ; Vp = 8 V pour Id = 0 ; Vds = 15 V ; Vdss = 20 V ; Bgss = 20 V ; Ig = 1 mA ; Id = 10 mA ; g fs = 2 millihms pour Vds = 15 V et Vgs = 0.

2N 4416 : FET canal N ; Pd = 300 mw ; 6 V pour Id = 0 ; Bds = 15 V ; Vdss = 30 V ; Vgss = 30 V ; Ig = 10 mA ; g fs = 7,5 millihoms pour Vds = 15 V et Vgs = 0.

GR 4 : diode silicium de commutation ; tension inverse de crête = 350 V ; intensité directe = 1 A ; temps de commutation = 200 ns.

●

RR – 11.28 : M. Marc Dumiller, 59 Dunkerque, nous demande :

1) des conseils pour la modification d'un téléviseur français pour la réception C.C.I.R. ;

2) le schéma de l'utilisation du circuit intégré Motorola type MC 1496 G en décodeur SSB.

1) Concernant la réception C.C.I.R. à l'aide d'un téléviseur aux normes françaises, l'article paru dans le Nº 1330, bien que prenant un exemple VHF, est également valable pour UHF puisque l'on intervient seulement en F.I. et la suite.

Le circuit réjecteur F.I. de la figure 3 doit bien être maintenu dans le montage de la figure 15 ; la commutation restant libre est bien prévue à cet effet sur le contacteur.

La bobine de correction vidéo n'est pas critique : 20 à 30 tours jointifs de fil fin sur le corps d'une résistance de 10 kΩ.

Vous pouvez remplacer le transistor vidéo BF 116 par l'un des types suivants : BF 336, BF 337 ou BF 338.

2) L'utilisation du circuit intégré MC 1496 G en décodeur SSB a été exposée dans notre Nº 1499, page 349.

●

RR – 11.29 : M. Pierre GARNIER, 69 Bron :

1) nous questionne concernant l'émission d'amateur VHF 144 MHz ;

2) nous demande le schéma d'un déclencheur par approche de la main et le schéma d'un convertisseur 12 V continus – 220 V alternatifs (100 W).

1) La portée d'un émetteur 144 MHz (comme tout émetteur VHF) dépend essentiellement du dégagement de l'antenne (hauteur), du gain de cette antenne, et surtout du relief du terrain entre l'émetteur et les récepteurs.

Sur 144 MHz, on peut émettre en modulation d'amplitude, en modulation à bande latérale unique (USB) et en modulation de fréquence.

La licence F1 permet le trafic entre stations d'amateurs sur la bande 144 MHz, ainsi que sur les bandes de fréquence supérieures attribuées aux amateurs, et dans l'un des modes quelconque de modulation cités précédemment. On peut émettre à tout moment de la journée, sans restriction horaire. Le trafic amateur est réservé aux échanges techniques ; la transmission de la musique est interdite.

On peut changer le quartz d'émission pour modifier sa fréquence ; néanmoins, dans les appareils modernes, on utilise un V.F.O. qui permet de se caler sur une fréquence quelconque de la gamme.

1) La portée d'un émetteur 144 MHz (comme tout émetteur VHF) dépend essentiellement du dégagement de l'antenne (hauteur), du gain de cette antenne, et surtout du relief du terrain entre l'émetteur et les récepteurs.

Sur 144 MHz, on peut émettre en modulation d'amplitude, en modulation à bande latérale unique (USB) et en modulation de fréquence.

La licence F1 permet le trafic entre stations d'amateurs sur la bande 144 MHz, ainsi que sur les bandes de fréquences supérieures attribuées aux amateurs, et dans l'un quelconque des modes de modulation cités précédemment. On peut émettre à tout moment de la journée, sans restriction horaire. Le trafic amateur est réservé aux échanges techniques ; la transmission de la musique est interdite.

On peut changer le quartz d'émission pour modifier sa fréquence ; néanmoins, dans les appareils modernes, on utilise un V.F.O. qui permet de se caler sur une fréquence quelconque de la gamme.

Sur 144 MHz, ce sont les antennes Yagi, à grand nombre d'éléments directeurs (7 ou 14 directeurs par exemple) qui donnent le meilleur gain et permettent donc la plus grande portée ; mais cela n'est évidemment valable que dans la seule direction privilégiée de l'antenne (d'où nécessité d'utiliser une antenne rotative).

2) Des détecteurs ou déclencheurs par approche ou par contact de la main sur une plaque métallique ont été décrits dans nos publications suivantes auxquelles nous vous prions de vien vouloir vous reporter :

– Haut-Parleur nº 1392 (p. 150) et 1567 (p. 281).

– Radio-Plans nº 312 (p. 88), 314 (p. 28) et 343 (p. 69).

Convertisseur 12 V continus 220 V alternatifs (100 W) ; veuillez vous reporter à notre nº 1379, page 251.

●

RR – 11.30-F : M. André Chazal, 45 Gien, nous demande :

1) des conseils pour l'utilisation d'une cellule magnétique de pick-up ;

2) les caractéristiques et le brochage du tube cathodique 3DF1.

1) Contrairement à la cellule à jauge de contrainte d'origine, une cellule magnétique n'a pas à être alimentée. Il suffit donc de supprimer cette alimentation et de connecter la cellule magnétique en lieu et place de la cellule lectrice précédente, à condition que les entrées « pick-up » stéréophoniques du préamplificateur présentent bien une impédance de 47 kΩ (impédance requise pour les cellules magnétiques actuelles).

2) Tube cathodique 3 DF 1 pour oscilloscope :

Diamètre d'écran = 75 mm ; déviations électrostatiques ;

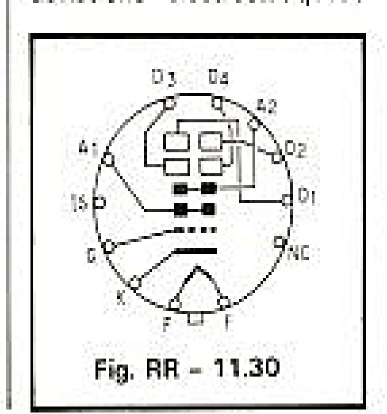


Fig. RR – 11.30

chauffage = 6,3 V 0,6 A ; Va2 = 2 000 V ; Va1 (concentration) = 575 V environ ; Vg = 60 V pour extinction ; tension maximale entre l'anode 2 et l'une quelconque des plaques de déflexion = 550 V. Sensibilité D_1 D_2 = 7,8 V/mm ; sensibilité D_3 D_4 = 5,8 V/mm ; trace verte.

Brochage : voir figure RR-11.30.

●

RR-11.31 : M. Michel BLANCHART 31 SAINT-LYS, sollicite notre aide :

1) concernant des réceptions de télévision ;

2) pour le dépannage d'un téléviseur ;

3) pour l'utilisation d'un récepteur « ondes courtes ».

1) Nous ne pouvons absolument pas vous dire s'il est possible de recevoir la télévision espagnole dans votre ville ; nous ignorons totalement quelles en sont les conditions de réception, la valeur du champ, etc. Vous pourriez sans doute vous renseigner auprès des radioélectriciens de votre région avant d'entreprendre vous-même de tels essais.

2) Il nous est bien difficile de vous guider dans le dépannage de votre téléviseur d'après les seules et maigres indications contenues dans votre lettre. Il nous faudrait avoir le schéma de votre appareil et connaître les tensions mesurées aux divers points des circuits et étages se rapportant à l'image.

Si vous avez le son, mais pas d'image, il y a une procédure logique à appliquer, étage par étage, point par point, procédure que nous ne pouvons malheureusement pas vous exposer dans le cadre de cette rubrique. Nous vous demandons de bien vouloir consulter l'ouvrage « Dépannage – Mise au point – Amélioration des Téléviseurs » (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

3) Pour la gamme « ondes courtes », votre récepteur doit certainement posséder une antenne télescopique. Nous supposons donc que vous aimeriez utiliser une antenne extérieure et vous souhaiteriez connaître les adjonctions à effectuer pour cette utilisation. Dans l'affirmative, l'installation de cette prise pour antenne extérieure devrait sans doute pouvoir se faire en parallèle sur le fil aboutissant à l'antenne télescopique.

Nous ne pouvons malheureusement pas être plus précis faute de pouvoir consulter le schéma de votre récepteur. De toute façon, sachez rester modeste en ce qui concerne la longueur de cette antenne extérieure, car une longueur excessive provoquerait des phénomènes de transmodulation extrêmement gênants (réception simultanée de plusieurs modulations).

●

RR – 11.32 : M. Didier GORD à Paris.

Nous n'avons pas pu vous contacter directement, car vous ne nous indiquez pas votre adresse complète. Or, pour que nous puissions répondre utilement à vos nombreuses questions, il est indispensable que vous nous fassiez parvenir les schémas des différentes appareils composant votre chaîne Hi-Fi.

Nous restons le cas échéant à votre disposition.

●

RR – 11.33 : M. Piantchenko, 6, impasse du Sorgia, 74100 Annemasse, recherche le schéma du contrôleur multimètre « Hinky L – 55 Fet » (made in Japan).

●

RR – 12.01 : M. Edouard Garon, 80 ST OUEN, nous demande :

1) des conseils pour la mise au point d'un ensemble pour lumière modulée réalisée d'après le N° 1539, page 267 ;

2) ce qu'est une bobine d'arrêt VK 200.

1) Les phénomènes que vous observez (clignotements intempestifs) sur votre ensemble pour lumière modulée ne peuvent pas être dûs au remplacement des composants d'alimentation C2 + R15 par un petit transformateur.

Peut-être s'agit-il d'une réalisation pratique incorrecte, de connexions trop longues (notamment celles aboutissant aux potentiomètres), d'induction sur ces connexions, etc. Dans ce domaine, il faut songer que l'on est en présence d'un montage extrêmement sensible, à grand gain, donc sujet aux inductions. En conséquence, les étages d'amplification T3 + T4 + T5, et dans votre cas ceux de préamplification T11 + T10 + T2, doivent obligatoirement être montés à l'intérieur d'un boîtier métallique clos relié à la masse de l'amplificateur BF et éventuellement à une prise de terre.

2) Une bobine d'arrêt type VK 200 est constituée simplement par deux ou trois tours de fil de cuivre émaillé dans une perle de ferrite. Nous pensons que vous pourriez trouver ces composants chez un dépositaire R.T.C. tel que OMNITECH 82, rue de Clichy 75009 Paris.

●

RR – 12.02 : M. Michel Peletier, 93 ST DENIS, sollicite des précisions complémentaires au sujet du chargeur de batterie décrit dans Electronique Pratique N° 1540, page 44.

1) En cas de court-circuit des cordons de charge, dans le montage représenté sur la figure 6, page 46, le disjoncteur ouvre le circuit.

2) En cas d'une inversion malencontreuse des cordons sur les bornes de la batterie, cela se traduit exactement de la même façon, le courant résiduel de la batterie passant dans le sens de conduction des diodes redresseuses et du thyristor ; le disjoncteur ouvre le circuit d'alimentation. Néanmoins, le circuit secondaire restant évidemment fermé, il serait bon de le protéger, de le limiter, par l'intercalation d'un fusible calibré sous verre de 4 A intercalé en série dans la connexion aboutissant à la borne (+).

3) Rectificatifs :

Les résistances de base du transistor T1 (fig. 6) sont R2 et

R3 : elles font chacune 10 kΩ.

Dans la liste des composants, page 48, R3 = 10 kΩ (et non pas 1 kΩ).

A ce propos, lorsque nous publions un rectificatif (qu'il s'agisse du Haut-Parleur, de Electronique Pratique, ou de toute autre revue), nous nous permettons de donner le sage conseil à nos lecteurs de noter ou de reporter le rectificatif sur l'article auquel il se rapporte. Même si cet article ne vous intéresse pas dans l'immédiat, il pourra peut-être vous intéresser dans quelques mois. A ce moment là, le petit travail que nous vous demandons vous évitera des erreurs, des hésitations, du courrier pour lequel on attend les réponses avec impatience, etc. Cela éviterait aussi des répétitions inutiles dans la présente rubrique.

●

RR – 12.03 : M. Roger Alirand, 83 DRAGUIGNAN, nous demande :

1) des précisions concernant la minuterie programmable décrite dans Electronique Pratique N° 1549, page 44 ;

2) des conseils pour l'utilisation d'un tuner FM.

1) La minuterie proprement dite est alimentée par une pile de 9 V. L'appareil à commander a son circuit d'alimentation (qu'il s'agisse du secteur ou de toute autre source) coupé ou fermé par les contacts « repos » ou « travail » du relais (bornes utilisation).

En enfonçant toutes les touches, avec T_o = 1 s, le délai total est de 255 s (128 + 64 + 32 + etc.).

Pour obtenir un délai de 5 mn (300 s), il faut faire T_o = 1 mn ; voir 3e colonne, page 47. Le délai est alors obtenu en enfonçant les touches 4 et 1.

2) Le souffle constaté indique que les signaux appliqués à l'entrée du tuner FM ne sont pas d'une amplitude suffisante pour l'obtention d'un fonctionnement correct en stéréophonie (bien qu'aucun souffle n'existe en monophonie). Ceci n'a d'ailleurs rien de surprenant avec une antenne FM intérieure lorsqu'on réside un peu loin de l'émetteur ; la solution consiste tout simplement à utiliser une antenne FM extérieure.

●

RR – 12.04 : M. Jean-Luc Chauvet, 53 LAVAL :

1) sollicite notre aide pour la mise au point de l'horloge digitale décrite dans le Haut-Parleur N° 1570 ;

2) nous demande s'il existe un moyen pour supprimer les sifflements en PO et surtout en GO sur un radiorécepteur, sifflements provoqués par le fonctionnement d'un téléviseur voisin.

1) Concernant l'horloge digitale faisant notamment l'objet de la figure 4 (N° 1570, page 225), le transistor T5 est bien du type PNP ; en effet, le (+) alimentation étant à la masse, le collecteur est alimenté à partir du – 14 V. Par contre, dans la liste des composants, pour ce transistor T5 il faut lire BC212 (et non pas 123).

En conséquence, nous pensons que les ennuis constatés sur votre montage peuvent très bien découler de cette erreur.

2) C'est un défaut dont l'origine est bien connue : il s'agit du rayonnement des harmoniques de la fréquence « lignes » (harmoniques de 20,475 kHz en 819 lignes ; harmoniques de 15,625 kHz en 625 lignes). Notez que sur les téléviseurs bien conçus, toutes dispositions sont prises pour minimiser ce rayonnement.

De toute façon, dans votre cas, les dispositions à prendre doivent intervenir sur le téléviseur perturbateur et elles sont les suivantes :

a) composant de blocage (résistance ou autre) sur les circuits de récupération, de puissance « lignes » et de THT (à voir selon le schéma du téléviseur) ;

b) blindage du transformateur « lignes » et THT ;

c) blindage général du téléviseur par une feuille d'aluminium fixée à l'intérieur du coffret de l'appareil et reliée à la masse ;

d) dispositif de blocage et condensateur by-pass à l'arrivée des fils du secteur, pour éviter les fuites par ce dernier.

●

RR – 12.05 : M. Gilbert Forge, 21 BEAUNE, nous demande :

1) conseil pour la mise au point du synchronisateur pour diapositives décrit dans Radio Pratique N° 1431 ;

2) conseil pour le dépannage d'un téléviseur.

1) Le relais ne doit coller qu'en présence du signal BF dont la fréquence (réglable par la résistance de 22 kΩ) doit correspondre à la fréquence d'accord du filtre BF.

En l'absence de ce signal BF, le relais ne doit donc pas coller. S'il colle, c'est que la polarisation du transistor 2N1926A est incorrecte ; il faut alors augmenter la valeur de la résistance de base (47 kΩ sur le schéma). Vérifiez également l'absence du courant de fuite interne dans le condensateur de liaison d'entrée du décodeur.

2) Si vous obtenez deux images horizontalement côte à côte, c'est la base de temps « lignes » (balayage horizontal) qui est en cause (d'après la description de votre téléviseur, il s'agit du tube PCF 802 et des composants connexes).

Il faut donc en premier lieu vérifier le réglage de la fréquence « lignes » en position 819 lignes (bouton prévu à cet effet), puisque le défaut ne se manifeste qu'en première chaîne VHF ; en second lieu, il faudra vérifier tous les composants se rapportant à ces circuits 819 lignes.

Pour plus de détails, veuillez vous reporter à l'ouvrage « Dépannage - Mise au Point - Amélioration des Téléviseurs » (Librairie Parisienne de la Radio 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

●

RR – 12.06 : M. Lucien Feugère, 72 LE MANS, nous demande :

1) des renseignements concernant les circuits intégrés MOTOROLA MC 7805, MC 7808, etc. ;

2) des renseignements au sujet des alimentations décrites dans le N° 1614, page 235 ;

3) des précisions sur le multimètre numérique décrit dans les numéros 1587, 1591 et 1596.

1) Les circuits intégrés MC7805, MC7808, etc. correspondent respectivement aux circuits intégrés μA 7805, μA 7808, etc. Seuls les boîtiers et brochages sont différents. Les deux derniers chiffres représentent effectivement la tension de sortie stabilisée en volts. Mais ceci n'est valable que dans le cas du circuit intégré considéré seul, utilisé en régulateur à tension fixe, et non pas dans le cas où le circuit intégré est employé pour la commande d'un dispositif régulateur extérieur (alors généralement à tension réglable).

Pour tous ces circuits intégrés, la tension maximale appliquée à l'entrée ne doit pas excéder 35 V.

2) Il est parfaitement possible de connecter deux modules en série afin d'obtenir, soit une tension double, soit une alimentation symétrique avec point milieu 0 V à la masse.

Les circuits intégrés de la série 79... sont effectivement des circuits régulateurs à sortie négative. Cependant, dans le cas d'une alimentation à deux modules en série ou d'une alimentation symétrique, il n'est pas du tout nécessaire de faire appel à un circuit intégré régulateur à sortie négative pour l'un des modules.

3) la description du multimètre numérique dont vous nous entretenez s'étale sur les numéros 1583, 1587, 1591, 1596 et 1600.

En outre, nous vous prions de bien vouloir prendre connaissance des rectificatifs concernant cet appareil publiés dans le N° 1604, page 186.

●

RR – 12.07 : M. Joël Thomas, 69 VILLEURBANNE, sollicite des renseignements complé-

mentaires au sujet du chenillard programmable décrit dans le N° 1606, page 99.

1) La diode zener BZX46-C10 peut être remplacée par le type 1N9618, ou par tout autre type de diode de régulation présentant une tension de zener de 10 V.

2) Le brochage du circuit intégré LM309 et son implantation sur le circuit imprimé apparaissent nettement par le dessin de la page 102.

3) Sur la figure 3, page 101, la connexion de gauche de la résistance R3 doit aboutir au (+) alimentation (connexion commune à D3 et positif de C1).

4) Les triacs TIC226D peuvent être remplacés par le type 40669 de R.C.A.; ce sont des triacs à tension récurrente de pointe à l'état bloqué de 400 V et présentant une intensité directe maximale de 8 A.

5) Le transistor unijonction TIS43 de TEXAS INSTRUMENTS pourrait se remplacer par les types 2N2646 ou 2N2647. Le brochage de ce transistor unijonction apparaît sur le dessin de la page 102; le circuit d'émetteur E aboutit à la diode 1N914 (D4); le circuit de base B2 aboutit à la diode zener D5; enfin, la base B1 aboutit à la résistance R4.

●

RR – 12.08 : M. Louis Chapet, 62 BETHUNE, sollicite divers renseignements concernant des tubes cathodiques et des semi-conducteurs.

1) D'après nos manuels d'équivalences, les correspondances du tube cathodique 23CP4 sont les suivantes: 23ADP4, 23AVP4, 23BAP4, 23BNP4, 23BP4 et 23DGP4A.

On cite également le tube 23CEP4 ayant pour équivalent le tube A59-15 W.

Par contre, le cathoscope A61-140 W ne figure sur aucune de nos documentations (suffixes 120 W et 130 W seulement).

2) Les correspondances du transistor BC253 sont les suivantes: BC153, BC159, BC179, BC259, BC263, BC309, BC206 et MPS6523.

La diode 1N5348A est une diode zener: tension de référence = 11 V; pd max = 5 W; Iz max = 125 mA.

Le circuit intégré TAA550 est un stabilisateur de tension spécialement conçu pour l'alimentation de diodes d'accord varicap.

Point rouge	31-32 V
Point jaune	32 V
Point noir	32-33 V
Point vert	33-34 V

Courant nominal de fonctionnement = 5 mA.
S'utilise comme une diode zener.

●

RR – 12.09 : M. Gérard Aulanier, 75003 PARIS, nous demande :

1) les caractéristiques et un schéma d'utilisation du circuit intégré TAA611B ;

2) le schéma d'un générateur BF délivrant des signaux d'une amplitude d'une dizaine de volts ;

3) les correspondances des transistors OC72, OC308 et OC604.

1) Le circuit intégré TAA611B est un amplificateur BF. Son brochage, ses caractéristiques et un schéma d'application ont été publiés dans le N° 1637 (page 308) auquel nous vous prions de bien vouloir vous reporter.

2) Concernant le générateur BF proprement dit, nous avons déjà décrit de nombreux montages de ces appareils. C'est ainsi que vous pourriez vous reporter à nos numéros 1544, 1548, 1608, 1627, 1633 et 1634.

Néanmoins, ces générateurs BF ne délivrent pas des signaux de sortie d'une amplitude d'une dizaine de volts comme vous le demandez... Mais vous pourriez toujours faire suivre la sortie du générateur par un amplificateur BF quelconque, mais de qualité pour ne pas altérer la forme des signaux; tout dépend de ce que vous désirez faire.

3) Correspondances des transistors:
OC72 : AC152, AC132, AC131/30, AC184, 2N1924.
OC308 : mêmes équivalences que ci-dessus.
OC604 : AC122, AC125, AC151V.

●

RR – 12.10 : M. Marcel Brunet, 49 SAUMUR, désire des renseignements complémentaires au sujet du dip-mètre décrit dans le N° 1600, page 208.

1) Les transistors BFS28 ou BFR84 sont des fabrications de la R.T.C.; ce sont des composants très courants.

Les condensateurs au mica argenté ne sont pas non plus des organes rares; la plupart des fabricants de condensateurs ont ce genre de capacité sur leurs catalogues.

Le cas échéant, pour tous ces matériels, vous pourriez consulter un revendeur bien achalandé tel que:
OMNITECH
82, rue de Clichy
75009 Paris

2) Tous les dip-mètres présentent en général des schémas relativement simples. Encore faut-il les réaliser pratiquement avec beaucoup de soin, notamment en ce qui concerne les connexions HF ou VHF (circuits de G1 et de S) qui doivent être très courtes.

●

RR – 12.11 : M. Bernard Schmirmeyer, 25, Les Avelines Les Ulis 91440 BURES SUR YVETTE, recherche la documentation technique et le schéma se rapportant au récepteur « ondes courtes » GRUNDIG, type SATELLIT 6001.

●

RR – 12.12 : M. Marc Patural, 24 BERGERAC, nous demande :

1) conseil pour l'installation d'une antenne verticale du type 4 BTV ;

2) conseil concernant le petit oscilloscope décrit dans notre N° 1587.

1) Il est certainement très intéressant d'installer une antenne verticale du type 4 BTV sur une toiture métallique; cependant, vous auriez dû nous préciser les dimensions de cette toiture. De toute façon, pour une bonne installation de cette antenne, nous vous conseillons de réunir la tresse (blindage extérieur) du câble coaxial aboutissant à la base de l'antenne, à la toiture métallique (par soudure), ainsi qu'à une bonne prise de terre. Par ailleurs, il importe que les différentes plaques métalliques constituant la toiture soient soudées entre elles, au moins de loin en loin par quelques points de soudure. Le cas échéant, si la place ne vous fait pas défaut, vous pouvez également compléter cette disposition par l'installation des radians normalement prévus pour ce type d'antenne.

Si ces dispositions sont absolument impératives dans le cas de l'utilisation de l'antenne en émission, elles deviennent bien moins importantes lorsqu'il ne s'agit que de réception.

2) Il est absolument exact que le tube cathodique 1 EP 31 correspond au tube D3-11 GJ préconisé pour l'oscilloscope décrit dans les numéros 1587 et suivants.

Le tube D3-11 GJ est une fabrication allemande que l'on retrouve chez TELEFUNKEN et chez SIEMENS, notamment. Vous pourriez donc, le cas échéant, consulter les représentants en France de ces firmes, à savoir :

A.E.G. TELEFUNKEN S.A.
6, boulevard du Général Leclerc 92115 Clichy

SIEMENS S.A.
39-47, boulevard Ornano
93200 St Denis

Au-dessus de 30 mm, le diamètre immédiatement supérieur pour les tubes cathodiques est de 75 mm. Nous ne pensons donc pas que le montage d'oscilloscope proposé puisse accepter un tube cathodique de la catégorie supérieure :

a) d'abord parce qu'il est d'un encombrement plus important, et de ce fait, ne saurait tenir dans le coffret ;

b) ensuite parce que les amplificateurs vertical et horizontal (base de temps du balayage) ne sauraient sans doute délivrer des signaux d'une amplitude suffisante pour couvrir un diamètre d'écran plus important.

●

RR – 12.13 : M. Fernand Lombardin, 06 CANNES :

1) nous pose diverses questions théoriques ;

2) nous demande conseil pour la conception d'un récepteur de trafic OC.

1) Des réponses détaillées à vos diverses questions exigeraient un tel développement qu'elles sortiraient du cadre de cette rubrique. Nous vous demandons de bien vouloir vous reporter à l'ouvrage « Cours Élémentaire de Radiotechnique » – tome I (Librairie Parisienne de la Radio 43, rue de Dunkerque 75010 Paris) dans lequel vous trouverez toutes les formules que vous souhaitez :

Circuit série (p. 142).
Circuit parallèle (p. 146).
Filtres passe-haut, passe-bas (p. 201).

L'adjonction d'une résistance a pour but d'amortir le circuit, c'est-à-dire de diminuer sa sélectivité, ou en d'autres termes d'élargir légèrement sa bande passante. L'ordre LRC ou LCR, etc., est absolument sans importance.

Un haut-parleur ne présente évidemment pas une impédance constante tout au long du registre sonore. Néanmoins, il est tout à fait suffisant, pour le calcul des filtres LC de voies, de considérer une impédance moyenne approchée.

2) Il est absolument exact que les transistors MOSFET à double porte récents ont apporté une très nette amélioration dans le domaine de la transmodulation lorsqu'ils sont utilisés dans les étages HF des récepteurs de trafic OC.

Il demeure cependant vrai qu'une lampe telle que la 6 BZ 6 est supérieure du point de vue faiblesse de la transmodulation comparativement aux meilleurs transistors MOSFET actuels.

Dans les récepteurs de trafic OC professionnels de grande classe, c'est souvent une solution hybride qui est adoptée. A savoir : lampes pour les étages HF, 1er CF et 1er oscillateur ; transistors pour les étages suivants, 2e CF, 2e oscillateur, étages MF ; et généralement circuits intégrés pour la démodulation (AM, FM, SSB) et les étages BF. Il n'est évidemment pas interdit au radioamateur qui entreprend la construction de son propre récepteur de trafic d'adopter une solution similaire.

●

RR – 12.14 : M. Laurent Chambert, 03 VICHY :

1) nous fait part d'une idée pour la construction d'un récepteur pour la gamme « aviation » de 118 à 136 MHz ;

2) désire obtenir des éclaircissements au sujet de la tension disponible à la sortie d'un redresseur.

1) Il n'est vraiment pas recommandé d'utiliser un récepteur FM (88-100 MHz) modifié pour la réception de la bande « aviation » :

a) parce qu'il y aurait une baisse appréciable du rendement ;

b) parce que la sélectivité FI serait insuffisante (la largeur de bande passante devant être importante dans le cas de la modulation de fréquence) ;

c) parce que le trafic dans la bande « aviation » s'effectue en modulation d'amplitude (et votre récepteur possède un démodulateur pour FM).

Vous pourriez trouver la description d'un montage de récepteur VHF bande « aviation » du type superhétérodyne (à double changement de fréquence) à partir de la page 50 de l'ouvrage « Électronique et Aviation » (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

2) Si nous reprenons votre exemple, c'est-à-dire si l'on part d'un transformateur délivrant 40 V eff., après redressement et filtrage, la tension de sortie à vide sera de :

$$40 \times \sqrt{2} = 56{,}5\ V$$

tension égale à la tension de crête de charge du condensateur de filtrage.

Pour l'intensité maximale débitée compte tenu des caractéristiques du redresseur, la tension de sortie sera égale à la tension moyenne, c'est-à-dire :

$$40 \times 0{,}9 = 36\ V$$

En d'autres termes, selon l'intensité demandée, la tension pourra varier entre 36 et 56,5 V. Notez cependant que la tension limite supérieure tombe très vite aux environs de 45 V (approximativement) pour seulement un débit demandé relativement faible.

Le blindage d'un transformateur d'alimentation ordinaire est tout à fait illusoire : cela n'empêche pratiquement pas son rayonnement. L'emploi d'un transformateur toroïdal est certainement préférable.

●

RR – 12.15 : M. Albert Durris, 18 BOURGES :

1) possède un petit récepteur ondes courtes NIVICO sur lequel il souhaiterait apporter différentes modifications ;

2) désire le schéma d'un mesureur de champ pour télévision.

1) Certes, toutes les modifications que vous vous proposez d'apporter à votre récepteur sont théoriquement possibles. Hélas pratiquement, il en va tout autrement ! En effet, ce récepteur est certainement conçu sur circuits imprimés, et vous devez savoir que de tels montages ne sont pratiquement pas modifiables... cela se conçoit aisément.

Vous parlez d'un manque de sélectivité. C'est possible ; mais n'y aurait-il pas aussi une forte transmodulation HF (ce qui auditivement peut être confondu). En effet, les étages HF de ce récepteur sont équipés de transistors bipolaires ordinaires qui sont en général le siège d'une importante transmodulation dans cette fonction. Ajoutons que le fait d'utiliser une antenne extérieure ne pourrait alors qu'accroître ce défaut.

2) Nous vous prions de bien vouloir vous reporter au N° 1632, page 214.

●

TRANSISTORISATION DU GENERATEUR FREQUENCEMETRE BC 221

MALGRÉ son ancienneté, le BC 221 demeure un appareil de mesure toujours apprécié dans le petit laboratoire du radioamateur, notamment du fait de sa précision et de sa souplesse d'emploi en générateur HF : c'est d'ailleurs la raison pour laquelle nous l'avons appelé « Générateur - Fréquencemètre » dans notre titre. En effet, à l'époque de sa construction, on le nommait fréquencemètre BC 221... Mais présentement, un fréquencemètre, c'est tout à fait autre chose et d'un principe très différent !

Cela nous étant demandé très souvent, la figure représente le schéma complet du BC 221. Les valeurs des principaux composants sont les suivantes :

1	= 160 pF
2	= 3 pF
3-1	= 3-2 = 10 pF
4	= 5 pF
5	= 8 pF
7a	= 7b = 7c = 0,1 μF
8	= 10 nF
9	= 20 nF
10	= 0,5 μF
17	= quartz 1 000 kHz
18	= 5,6 kΩ
19	= 56 kΩ
20-1	= 20-2 = 1 MΩ
21	= 150 Ω
22	= 9,1 kΩ
23	= 150 kΩ
24-1	= 24-2 = 15 kΩ
26	= 0,5 MΩ
30	= 450 H
37	= 7,5 kΩ
38	= 100 Ω
39	= 1 nF
40	= 100 pF
41	= 300 Ω
42	= 12 pF
43a	= 43b = 0,1 μF
44	= 5 pF
45	= 15 pF
46	= 47 pF

Les caractéristiques essentielles de cet appareil sont les suivantes :

Gammes de fréquences : LOW = 125 kHz à 2 MHz ; HIGH = 2 MHz à 20 MHz.

Tubes utilisés : 6 SJ 7, 6 K 8 et 6 SJ 7.

Succinctement, nous avons un auto-oscillateur à tube 6 SJ 7 à fréquence réglable couvrant la bande 125 kHz à 20 MHz en deux gammes, comme indiqué précédemment. Le bouton « Corrector » correspond au réglage du condensateur vernier (2) de 3 pF.

L'étalonneur à quartz 1 000 kHz utilise la partie triode du tube 6 K 8. La section hexode est utilisée en étage mélangeur détecteur et permet de comparer la fréquence de l'auto-oscillateur 6 SJ 7 à celle de l'oscillateur quartz (ou à toute autre fréquence extérieure).

Enfin, nous avons un étage amplificateur BF avec un second tube 6 SJ 7 destiné à amplifier les tensions produites par le battement de deux fréquences voisines (audition par un casque connecté au jack 13).

A l'origine, le BC 221 a été prévu pour être alimenté à l'aide de deux piles, l'une de 6 V, l'autre de 135 V.

Transistorisation

Présentement, il est absolument impossible de se procurer une pile de 135 V. La première solution a été de concevoir une alimentation secteur délivrant la tension alternative de chauffage de 6,3 V (puisqu'il s'agit de lampes à chauffage indirect) et la tension continue anodique stabilisée de 135 V environ ; mais cela correspondait à une solution lourde et encombrante. Avec la transistorisation proposée ici, l'alimentation est réduite à la classique pile de 9 V dite pour « récepteur à transistors » et que l'on trouve partout.

Pour la transistorisation de cet appareil, nous allons remplacer les trois lampes par quatre transistors du type JFET, canal N, soudés directement sur les broches de connecteurs du type octal. Nous n'avons d'ailleurs rien inventé en la matière et nous n'avons fait que nous reporter à des articles publiés sur ce sujet dans « Radio Communication », « 73 Magasine » et « QST ».

Le premier tube 6 SJ 7 de l'auto-oscillateur est remplacé par un FET du type 2N3819, comme cela est indiqué sur la figure 2. Des transistors des types BFW 10 et BFW 11 peuvent également être employés. Les broches du connecteur octal sont représentées vues de l'intérieur, c'est-à-dire du côté soudures.

Simultanément, sur l'appareil, la résistance (19) de 56 kΩ doit être shuntée par une résistance de l'ordre de 1,5 kΩ ; cela peut d'ailleurs aller de 1 kΩ à 6,8 kΩ selon le type de FET utilisé.

Le tube 6 K 8 est remplacé par deux FET du type 2N3819 pour les fonctions d'oscillateur quartz et de mélangeur, selon

Fig. 1

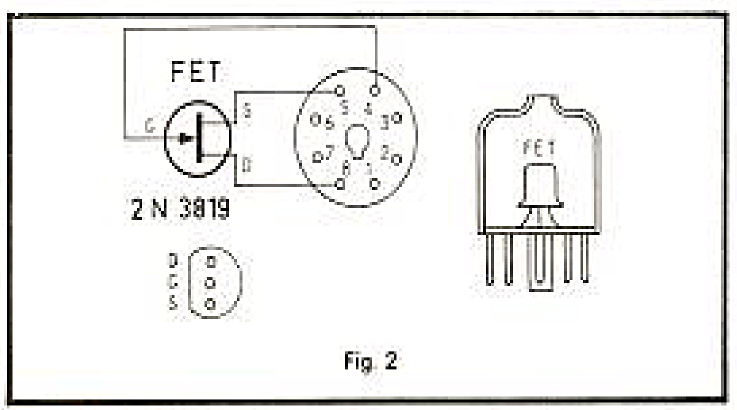


Fig. 2

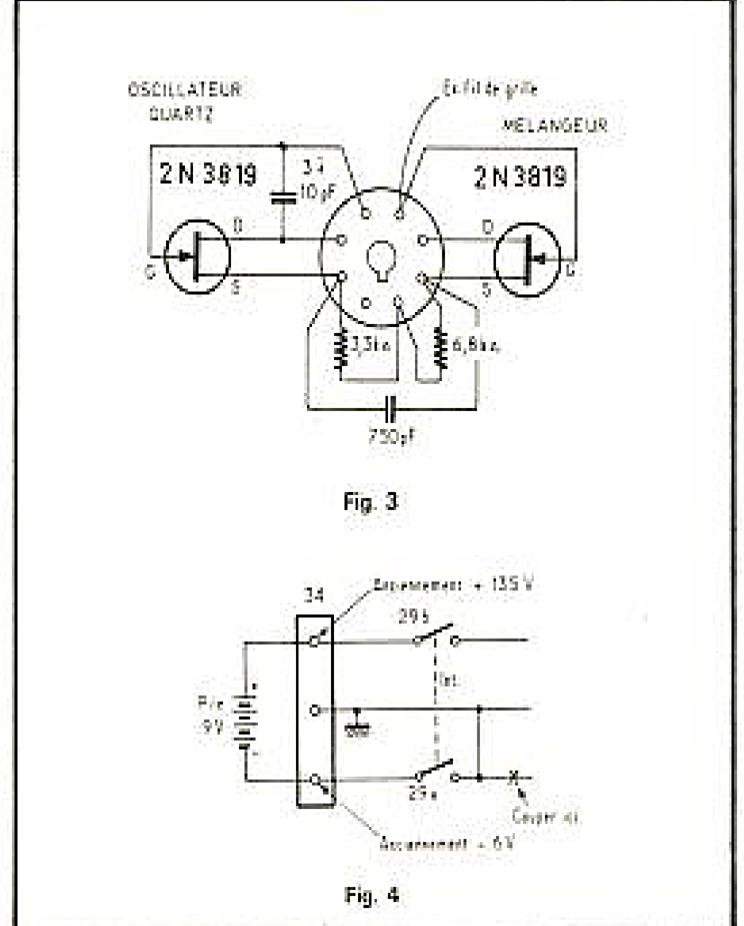


Fig. 3

Fig. 4

la disposition représentée sur la figure 3.

Les deux résistances, les deux condensateurs et les deux transistors sont montés, comme précédemment, directement sur le bouchon du connecteur, à l'intérieur du couvercle, et avec des connexions aussi courtes que possible. Le fil de grille aboutissant à l'origine au sommet du tube 6 K 8 sera soudé sur la broche 4. Le condensateur de 3 à 10 pF, soudé entre les broches 5 et 6, est destiné à faciliter l'oscillation du quartz.

Il est important de noter que sur le montage d'origine, les fils aboutissant aux broches 2 et 7 (filament) et à la broche 4 (grille écran) doivent être coupés et isolés.

Enfin, le dernier tube 6 SJ 7 (amplificateur BFI est remplacé par un autre FET, toujours du type 2N3819, et monté exactement comme nous l'avons indiqué pour la figure 1. Sur l'appareil proprement dit, il faut shunter la résistance (24-2) de 15 kΩ par une autre résistance de 4,7 kΩ ; enfin, la résistance (41) de cathode de 300 Ω est remplacée par une résistance de l'ordre de 1 kΩ à 1,5 kΩ.

Les modifications à effectuer concernant l'alimentation sont extrêmement simples et représentées sur la figure 4. Le fil sortant de la section (a) de l'interrupteur (29) est coupé du jack (13) et soudé directement à la masse. La pile de 9 V est branchée entre les deux extrémités du connecteur, le « plus » sur l'ancienne douille 135 V, et le « moins » sur l'ancienne douille 6 V. La consommation totale est de l'ordre de 3 mA. Dans le cas présent, on peut également envisager la construction d'une alimentation secteur... Mais elle n'aura rien de comparable avec la précédente : elle pourra être d'un volume extrêmement restreint (9 V 3 mA) et une stabilisation par une simple diode zener suffira.

Les modifications étant effectuées, il convient de procéder à un ré-étalonnage et à une re-calibration comme cela est indiqué dans la notice technique, avant que l'appareil ne soit prêt de nouveau pour l'emploi.

Roger A. RAFFIN
F3AV

CONVERTISSEUR BAUDOT/ASCII POUR VISUALISATION SUR ECRAN TV

LES signaux RTTY, constituant chaque caractère du code Baudot, transmis par radio sont toujours reçus « en série », c'est-à-dire l'un après l'autre comme sortant d'un compte-gouttes.

Le circuit UART 6011, placé à l'entrée du convertisseur, reçoit les signaux-série, les emmagasine caractère par caractère, puis les restitue « en parallèle », c'est-à-dire tous en même temps, chacun sur une des sorties : broches 8 à 12.

La transformation en code ASCII s'effectue dans deux mémoires 74188A programmées pour cet usage : une pour l'alphabet, l'autre pour les chiffres et ponctuations.

Le circuit UART demande, pour démarrer, une impulsion positive sur sa broche 21. Cela se produit automatiquement lors de la mise sous tension par la charge du condensateur de 1 µF.

Il faut aussi appliquer sur les broches 17 et 40, une fréquence Horloge produite par un NE555. Cette fréquence doit être égale à 16 fois la vitesse de transmission exprimée en Bauds (1), soit 728 Hz pour une vitesse de 45,5 Bauds.

Ce circuit 6011, aux multiples fonctions, n'est utilisé ici qu'en « réception ». Les broches correspondant aux circuits « émission » sont isolées, mais il est possible d'y raccorder des connexions le cas échéant.

L'alimentation de cet étage demande deux tensions : + 5 V/30 mA et – 12 V/12 mA. Le prix du 6011, 35 F, le met à portée de tous.

La fréquence Horloge, produite par le NE555, peut être modifiée par un commutateur et des résistances extérieures pour s'adapter aux différentes vitesses de transmission.

La transformation en code ASCII, nous l'avons vu plus haut, se produit dans deux 74188A. Ces deux mémoires n'étant jamais en service simultanément, leurs entrées et sorties sont connectées en parallèle. Lorsque la broche 15 de l'une des mémoires est au niveau BAS (zéro), la mémoire correspondante est bloquée.

Les broches 15 des deux mémoires étant reliées aux sorties d'une bascule (constituée par deux portes d'un 7400), il y a toujours l'une à l'état HAUT pendant que l'autre est à l'état BAS.

Cette bascule est commandée par deux 7430, portes NAND à 8 entrées. Lorsque le 7430/1 détecte le groupe 11111 correspondant au passage en LETTRES, sa sortie passe à l'état zéro, ce qui positionne la bascule de telle façon que la mémoire CHIFFRES ait sa broche 15 au niveau zéro.

Le 7430/2 détecte le groupe 11011, avec l'aide du 7410/3. Ce groupe correspond au passage en Chiffres, la bascule s'inverse et c'est la mémoire Lettres qui se trouve bloquée maintenant.

Il arrive parfois, en cas de QSB ou de QRM au moment du passage en Lettres, que la mémoire Chiffres reste en service (ou inversement) : résultat inattendu... et saugrenu ! Une commande manuelle par deux boutons-poussoirs permet de rétablir l'ordre.

On peut, c'est agréable à l'usage, placer un voyant lumineux en parallèle sur chacun des boutons-poussoirs. Appuyer sur un bouton fait allumer l'autre voyant. Et c'est très spectaculaire de voir les voyants éclairer alternativement au gré de l'émission.

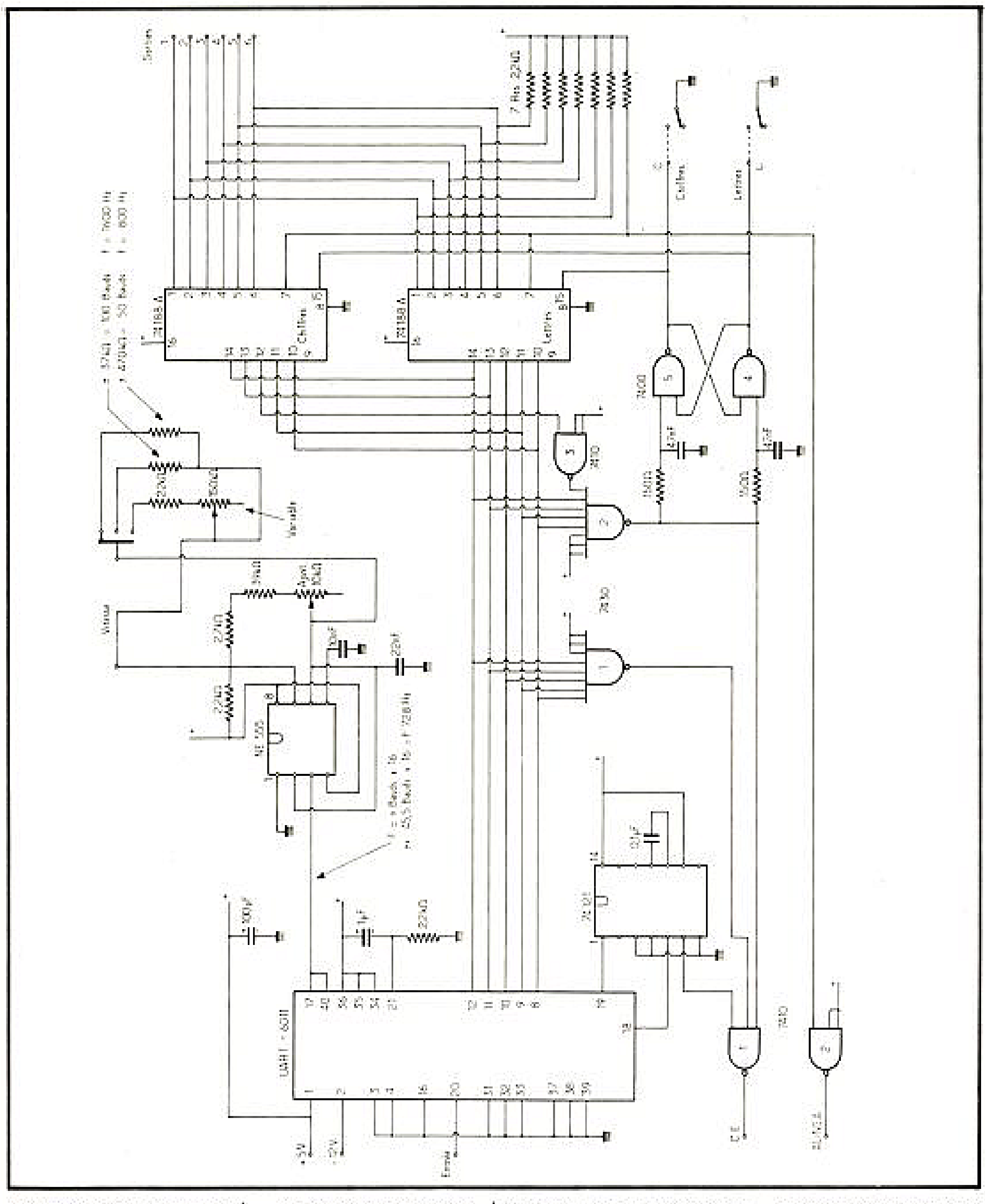
Utiliser des LED jaunes. (Les LED rouges ont une tension de fonctionnement plus faible que les jaunes et empêchent le fonctionnement de la bascule). Si on n'a pas de jaunes, – les vertes conviennent également mais sont peu visibles – on peut mettre deux rouges en série.

Lorsqu'un caractère complet a été enregistré par le circuit UART, sa broche 18 devient positive. Cette tension, appliquée à un monostable 74121 déclenche une impulsion. Sur la broche 1 du 74121 (sortie $\overline{Q}$) l'impulsion est « négative » et va être appliquée à la broche 19 de l'UART, pour la remise à zéro, avant l'enregistrement d'un nouveau caractère.

L'impulsion, positive sur la broche 6 du 74121 (sortie Q) est inversée dans un 7410/1 et se retrouve à la borne de sortie C.E. (Commande Écriture). Cette impulsion servira à faire avancer d'un pas le compteur écriture et faire déplacer d'une case sur l'écran, le marqueur, si toutefois le système de visualisation en comporte un.

Lors du passage des codes 11111 et 11011, la porte 7410/1 est bloquée, l'impulsion ne passe pas. Sans cela, on verrait sur l'écran, se former un espace lors de chaque passage en Lettres ou en Chiffres.

Les mémoires sont programmées pour donner une impulsion sur leur broche 7 lorsqu'elles reçoivent le code 01000 correspondant au « retour du chariot ». Après inversion dans un 7410/2 ces



impulsions sont disponibles sur la sortie « Alinéa ».

L'entrée du convertisseur, broche 20 du 6011, doit être maintenue positive au repos. C'est le signal MARK qui sera chargé de cette mission, d'où l'utilité d'un inverseur de shift sur le Décodeur.

Les sorties 1 à 6 des mémoires délivrent les signaux du code ASCII en logique positive. Ex. : la lettre A. – le code est 000001 : seule la broche de sortie N° 1 sera positive.

Sur le circuit imprimé, les broches de sortie sont à l'écartement de 5,08 permettant l'emploi d'un connecteur (MFOM par exemple).

« Le 6011 est un circuit MOS. On le traitera avec tous les égards dus à sa noblesse... : utilisation de supports ou fer à souder basse tension dont la panne sera reliée électriquement au cuivre du circuit imprimé. »

Alimentation à prévoir pour ce module :

+ 5 V/220 mA
– 12 V/ 20 mA

C. BAUD/ F8 CV

(1) simple coïncidence avec le nom de l'auteur... !

L'ARGUS DE L'OCCASION DES MATERIELS ELECTRONIQUES

CONDITIONS GENERALES : Les cotations qui vont suivre sont données à titre indicatif et n'engagent d'aucune façon la responsabilité du Haut-Parleur. La liste du matériel n'est pas exhaustive. Elle comporte les principales marques distribuées en France.

ETAT DU MATERIEL : Les cotations concernent des appareils en parfait état de fonctionnement et d'aspect neuf.

GARANTIE : Les appareils dont la garantie est en cours ont une plus-value de 15 % à considérer au moment de la transaction.

REPRISE : En cas de reprise ou d'achat, il y a lieu de diminuer le prix indiqué de 15 % pour charges et frais professionnels.

MATERIEL IMPORTE : Les transactions sont indiquées pour du matériel importé officiellement et possédant le bon de garantie de l'importateur.

FABRICATION : Les matériels ne se fabriquant plus ont une moins-value à considérer au moment de l'achat.

ANNEE : 1975 correspond aux appareils achetés entre le 1/10/1974 et le 30/9/1975. – 1976 correspond aux appareils achetés entre le 1/10/1975 et le 30/9/1976. – 1977 correspond aux appareils achetés entre le 1/10/1976 et le 30/9/1977. – 1978 correspond aux appareils achetés entre le 1/10/1977 et le 30/9/1978.

AMPLIS	1975	1976	1977	1978
ACCUPHASE				
P 250	3 300	3 500	3 900	4 100
P 300	3 600	3 700	4 100	4 330
C 200	4 200	4 900	5 300	5 850
E 202	4 100	4 500	4 880	5 310
AKAI				
AA 5210	340	400	450	520
AA 5510	650	720	800	820
AA 5810	710	820	940	1 000
AM 2200	410	480	530	590
AM 2400	500	680	720	800
AM 2600	800	850	910	1 020
AM 2800	920	1 100	1 380	1 520
A S D				
400	1 780	2 000	2 250	2 420
200		860	960	1 070
80		1 660	1 850	2 060
410	1 500	1 670	1 860	2 070
B & O				
BEOLAB 1700	630	700	850	920
BRANDT ELECTRONIQUE				
A 8121		380	490	550
A 2831		520	610	680
BRAUN				
CSV 300	470			
CSV 500	800			
CSV 510	1 100	1 300		
B S T				
BW 30		200	260	250
IC 150		280	340	360
IC 300		390	450	480
CABASSE				
PAS 18 T	1 730	1 940	2 160	
PAS 28 T	2 260	2 540	2 820	
PAS 28 T 1G	2 970	3 300	3 670	
AM 50			1 700	1 910
AM 100			2 300	2 660
CAMBRIDGE				
P 40	570	640	720	
CONTINENTAL EDISON				
PA 1457		1 200	1 440	1 600
PA 9511		600	710	890
PA 9509			1 100	1 320
PA 1456		400	500	550
DENON				
SA 3300		610	700	860
DUAL				
CV 60	490			
CV 120	700	780	850	
CV 121			1 060	1 170
CV 31	390	440	490	
CV 61	530	589	655	
CV 62			810	950
MV 61	320	350	390	430

	1975	1976	1977	1978
ESART				
PA 15	390	430		
PA 20	410	440		
PA 30	480	540		
E 100	660	740		
E 150	730	820		
E 200	740	830		
E 250 S 2	890	990	1 100	1 230
E 250 SP	1 000	1 120	1 240	1 380
S 1		800	900	1 000
S 2		880	1 020	1 140
S 3			1 640	1 820
W 60	1 700	1 920	2 130	
W 1000	2 050	2 280	2 530	
FILSON				
APM 2200		410	530	620
APM 2300		610	720	800
APM 2400		720	870	940
FRANK				
PRAM 240	1 160			
PRAM 235	1 040	1 160	1 280	1 430
PRAM 245	1 220	1 360	1 510	1 680
PRAM 250	1 520	1 690	1 880	2 090
HARMAN KARDON				
CITATION 11	1 870	2 080	2 310	2 570
CITATION 12	1 400	1 550	1 720	1 900
CITATION 16	3 380	3 760	4 180	5 020
A 401		540	690	770
A 402		1 350	1 770	1 970
HITACHI				
IA 600	850	940	1 020	1 140
IA 100	1 230	1 360		
HA 300			720	800
HA 410			860	960
HA 510			1 050	1 170
HA 610			1 510	1 680
HA 1100			2 040	2 260
KENWOOD				
KA 2002	300	340	380	420
KA 4002	350	390	430	480
KA 3004		350	390	440
KA 4004		440	590	650
KA 6004		840	940	1 000
KA 8004		990	1 100	1 230
KA 1400 B			650	730
KA 700 M				4 410
KA 700 C				3 150
LUXMAN				
SQ 707	520	580		
SQ 700 X	660	730		
503 X	770	850		
505 X	1 060	1 180	1 300	
507	1 220	1 360	1 510	
L 80 V			1 900	2 100
L 85			3 400	3 850
L 504			1 400	1 600
L 100			5 800	6 520
L 309			3 400	3 800
L 30		820	980	1 220

	1975	1976	1977	1978
MAC INTOSH				
MA 6100	3 100	3 480	3 850	4 200
MARANTZ				
1030	410	470		
1040	450	530	610	690
1060	570	680	830	920
1070				1 050
1120	1 770	1 970	2 190	2 500
1200	3 150	3 500	3 900	4 300
140				1 460
250	2 520	2 800	3 200	3 400
3200				1 500
3600				2 990
3800				4 640
MERLAUD				
STT 1515	330	360	410	450
STT 2025	540	600	670	830
STT 240	600	670	740	930
STT 4000	700	780	870	1 090
STT 6000	1 220	1 350	1 500	1 880
STT 3000				960
MONARCH				
80			450	510
88			640	720
808 H			790	880
8000 H			1 100	1 310
NIKKO				
TRM 500		650	730	810
TRM 600		810	920	1 000
TRM 800		1 100	1 370	1 530
NIVICO				
VN 300	630	700		
VN 500	720	800		
VN 700	1 030	1 140		
VN 900	1 810	2 010		
MCAV 7	830	930	1 030	
4 VN 550		880	950	
JAS 5				1 380
JAS 8				2 240
ONKYO				
A 7033	610	680	760	
A 7055	750	860	950	1 060
A 7022	970	1 080	1 540	1 700
PATHE MARCONI				
PA 216	360	380	450	
PA 306	870	970	1 080	
PHASE LINEAR				
400			3 120	3 400
700			4 980	5 530
4000			3 720	4 140
2000			1 530	1 700
PHILIPS				
RH 590	300	330	370	
RH 591	380	420	470	530
RH 521	600	670	730	830
RH 520	490	550	610	680
RH 541			900	1 090

	1975	1976	1977	1978
RH 580	190			
RH 550				950
RH 551				1 090
PIONEER				
SA 5200	390	410	450	
SA 5300		450	470	
SA 6200			630	700
SA 6300				760
SA 700	620			
SA 7100			990	1 100
SA 7300				1 180
SA 7500				1 600
SA 8100			1 530	1 700
SA 8500				2 280
SA 9100			2 150	2 400
SA 9500				2 570
SA 9900				3 500
SA 1000	1 890			
QUAD				
303	640	710	790	880
33 FA	680	760	850	940
405			1 500	1 830
RADIOLA				
RA 550		760	840	930
RA 561			1 200	1 340
RA 551			980	1 090
REVOX				
A 722		1 320	1 640	1 900
A 78	1 220	1 360		
A 78 MK II		1 720	1 910	2 120
ROTEL				
RA 211			300	
RA 212	214	240	260	
RA 312	381	420	470	
RA 311			570	
RA 611			690	
RA 612			960	1 180
RA 810		980	1 090	1 270
RA 812				1 450
RA 1210		1 250	1 390	1 540
RA 1212				1 780
SAE				
MARK 30		1 015	1 150	1 330
MARK 31		1 150	1 200	1 690
MARK III C				5 420
MARK III CM				6 750
MARK IX B				4 270
MARK XX IV				7 570
MARK XX V				11 700
SAE 4000				2 200
SAE 5000				2 050
SANSUI				
AU 101	390			
AU 222	470			
AU 555	670			
AU 666	900			
AU 888	1 110			
AU 999	1 240			
AU 505	690			
AU 4400		540	600	680

	1975	1976	1977	1978
AU 2900		550	610	690
AU 3900		630	710	880
AU 4900		870	970	1 070
AU 5900		1 250	1 350	1 490
AU 6500		570	640	770
AU 8500		1 780	1 900	2 100
AU 9500		2 150	2 410	2 750
AU 7900			1 620	2 080
AU 9900			3 600	3 820
AU 11000			4 800	5 060
CA 3000			4 600	4 750
BA 3000			5 020	5 200
BA 5000			6 950	7 280
SANYO				
DCA 200		540	630	700
DCA 250		710	810	900
DCA 650		920	1 170	1 300
DCA 1100	1 390			
DCA 1400	666			
SCOTT				
235 S	310			
255 S	570			
450		1 630	1 810	2 010
236 S			460	520
A 416			670	730
A 426			790	880
A 436			950	1 060
A 406			500	610
SHARP-OPTONICA				
SM 1400			610	720
SM 3000			1 300	1 650
SM 4000			1 520	1 740
SHERWOOD				
9400				1 590
SEL 400				2 880
SONAB				
P 4000	1 200	1 400	1 560	
SONY				
TA 1055	350	390		
TA 1066	500	560		
TA 1140	910	1 010	1 170	
TA 1130	1 250	1 390	1 550	
TA 1150	720	800	880	
TA 88		490	540	590
TA 1630		520	580	640
TA 2650			850	940
TA 3650			1 270	1 410
TA 4650			1 330	1 480
TA 5650			1 940	2 230
TA 8650			5 150	5 720
TA 3140			740	820
TA 3130			900	1 000
TA 3250			1 390	1 540
TAN 5550			1 440	1 600
TAN 8550			4 220	4 690
TA 8250			4 550	5 060
TA 7000			2 570	2 860
TAE 5450			1 440	1 600
TAE 8450			5 310	5 900

	1975	1976	1977	1978
TECHNICS				
SU 3200	720	800	900	.....
SU 3500	960	1 000	1 110	.....
SU 3150	500	560	630	.....
SU 7200	.....	480	540	610
SU 7600	.....	.....	690	770
SU 9200	.....	.....	1 320	1 470
SE 9200	.....	.....	1 690	1 880
SU 9600	.....	.....	.....	3 090
SE 9600	.....	.....	.....	4 450
SU 8600	.....	.....	.....	1 930
SU 7700	.....	.....	.....	1 250
TELETON				
SAQ 408	320	350	390	.....
A 300	380	430	480	.....
A 400	430	480	530	.....
GA 202	430	480	530	.....
TOSHIBA				
SB 300	610	.....	.....	.....
SB 220	.....	.....	740	830
SB 404	.....	.....	1 070	1 190
SB 500	1 210	1 340	1 490	1 660
SB 2500	1 020	1 140	1 260	1 410
VOXSON				
H 302	310	350	410	.....
H 305	.....	540	680	.....
YAMAHA				
CA 500	775	860	.....	.....
CA 700	1 123	1 250	.....	.....
CA 400	.....	.....	1 050	1 170
CA 600	.....	.....	1 390	1 540
CA 800	.....	.....	1 790	1 990
CA 1000	.....	.....	2 540	2 820

AMPLI-TUNERS	1975	1976	1977	1978
AIWA				
TPR 4001	1 400	1 510	.....	.....
TPR 3010	1 200	1 350	1 420	.....
TPR 3020	1 300	1 390	1 400	.....
AX 7500	.....	1 520	1 750	1 990
AKAI				
910 DB	910	.....	.....	.....
920	780	.....	.....	.....
930	840	.....	.....	.....
940	910	.....	.....	.....
980	1 140	.....	.....	.....
AA 1020 L	.....	.....	910	1 020
AA 1030 L	.....	.....	1 040	1 300
AA 1040	.....	.....	1 130	1 300
AA 1050	.....	.....	1 200	1 400
AA 1080	.....	.....	2 180	2 500
B & O				
BEOMASTER 901	900	1 140	1 260	.....
BEOMASTER 1001	850	980	1 130	1 240
BEOMASTER 1600	.....	.....	.....	.....
BEOMASTER 2000	.....	2 000	2 200	2 420
BEOMASTER 3000-2	1 500	1 700	2 000	2 200
BEOMASTER 4000	2 100	2 400	2 700	2 970
BEOMASTER 1100	.....	.....	1 100	1 380
B.A.S.F.				
8425	.....	.....	1 600	1 840
8440	.....	.....	1 850	2 170
BRANDT ELECTRONIQUE				
AT 2271	.....	850	910	1 020
AT 2031	.....	910	1 030	1 130
BRAUN				
REGIE 510	1 620	1 600	.....	.....
REGIE 308	.....	1 320	1 410	1 530
REGIE 450	.....	.....	.....	1 920
REGIE 520	.....	.....	.....	3 300
CES 1020	.....	2 340	2 600	2 900
CEO 1020	.....	1 880	2 090	2 320
B & T				
IC 312	.....	.....	810	940

	1975	1976	1977	1978
CONTINENTAL EDISON				
AT 9726	.....	.....	720	900
AT 9521	.....	.....	1 020	1 220
AT 9727	.....	.....	1 020	1 220
AT 9622	.....	.....	1 200	1 440
AT 9728	.....	.....	1 220	1 430
AT 9624	.....	.....	1 150	1 360
AT 9525	.....	.....	2 450	2 760
DUAL				
CR 60	590	700	.....	.....
CR 61	.....	820	910	1 300
CR 220	.....	.....	.....	1 300
CR 230	.....	.....	.....	1 700
CR 120	.....	.....	.....	3 610
ESART				
PAT 20	810	920	1 150	.....
PAT 30	1 000	1 130	1 300	.....
IS 150	1 520	1 690	1 880	.....
IS 200	1 310	1 460	1 620	1 800
IS 50	.....	.....	.....	2 120
FISHER				
202	900	1 030	.....	.....
505	1 570	1 740	.....	.....
401	1 770	1 960	.....	.....
390	1 130	1 010	1 170	.....
601	2 050	2 310	.....	.....
GOODMANS				
MODULE 60	870	970	1 080	.....
ONE TEN	930	1 020	1 160	.....
ONE TWENTY	.....	1 500	1 620	.....
GRUNDIG				
RTV 501, av. 2 enc.	390	.....	.....	.....
RTV 701, 2 x 10 W	420	.....	.....	.....
RTV 800, 2 x 30 W	540	.....	.....	.....
RTV 900 A, 2 x 43 W	906	.....	.....	.....
RTV 801	.....	850	920	.....
RTV 901	.....	980	1 070	.....
RTV 200	.....	.....	1 000	1 160
RTV 1020	.....	1 480	1 600	.....
RTV 1040	.....	1 750	2 150	.....
HARMAN KARDON				
330	960	1 070	1 370	1 570
630	1 420	1 560	1 750	1 900
75 +	1 800	2 091	2 300	2 600
930	.....	2 160	2 420	3 050
430	.....	1 000	1 480	1 650
800	.....	.....	2 390	2 260
730	.....	.....	2 050	2 260
HITACHI				
SR 3400	1 050	1 170	1 450	.....
SR 5400	1 169	1 299	1 520	.....
SR 700	1 415	1 570	1 950	.....
SR 800	1 570	1 746	2 180	.....
SR 1100	2 050	2 280	2 850	.....
SMR 5240	.....	.....	.....	1 660
SMR 7240	.....	.....	.....	1 850
SR 302 L	.....	.....	.....	860
SR 502 L	.....	.....	.....	1 010
SR 6100	.....	.....	.....	960
KENWOOD				
KR 1400	590	720	820	.....
KR 2400	550	775	850	.....
KR 3400	620	850	950	.....
KR 4400	710	910	1 020	1 130
KR 5400	900	1 110	1 240	1 380
KR 6400	910	1 210	1 340	1 490
KR 7400	950	1 300	1 450	1 610
KR 3200	660	730	820	.....
KR 4200	740	820	910	.....
KR 4050	540	600	670	.....
KR 5200	850	950	1 060	.....
KR 6200	980	1 080	1 210	.....
KR 4300	760	.....	.....	.....
KR 2200	590	650	.....	.....
KR 5340	.....	1 470	1 640	1 820
KR 2600	.....	.....	.....	600
KR 3600	.....	.....	.....	1 560

	1975	1976	1977	1978
KR 4600	.....	.....	.....	1 790
KR 9400	.....	.....	.....	4 090
LUXMAN				
FG 900	2 100	.....	.....	.....
R 600	.....	1 430	1 590	1 770
R 820	.....	.....	2 150	2 390
R 620	.....	.....	1 650	1 800
R 1500	2 910	3 290	3 660	4 060
MARANTZ				
2215	990	.....	.....	.....
2015	990	1 100	1 230	.....
2220	1 300	1 400	1 560	740
2230	1 410	1 720	1 910	2 120
2245	1 830	2 130	2 360	2 620
2270	2 100	2 490	2 760	3 070
19	4 530	.....	.....	.....
4230	1 440	1 610	1 770	2 090
4220	1 230	1 400	1 510	1 990
4240	.....	2 830	3 150	3 700
4270	.....	3 470	3 860	4 540
4300	.....	4 730	5 260	6 190
4400	.....	.....	.....	7 100
2325	.....	.....	.....	5 960
2225 L	.....	.....	.....	1 570
2216	.....	.....	.....	1 570
2226	.....	.....	.....	1 940
2245	.....	.....	.....	2 780
MERLAUD				
ATS 215	580	660	790	820
NIKKO				
STA 5050	.....	900	1 100	1 230
STA 7070	.....	1 020	1 330	1 480
STA 8080	.....	1 150	1 450	1 600
STA 9090	.....	1 290	1 690	2 100
NIVICO				
5521	1 180	1 250	1 410	.....
5600	600	.....	.....	.....
5001	1 220	.....	.....	.....
5010	1 080	.....	.....	.....
5003	1 440	1 600	.....	.....
5010 L	1 280	1 420	.....	.....
5030	1 720	1 910	.....	.....
5040	2 090	2 320	2 730	.....
5505 L	740	850	990	.....
5515 L	900	1 140	1 270	.....
5525 L	1 020	1 430	1 590	1 760
4 MM 1000	.....	.....	.....	1 360
5535	.....	1 700	1 830	2 100
S 100	.....	.....	.....	1 600
S 200	.....	.....	.....	2 270
S 300	.....	.....	.....	2 680
ONKYO				
TX 220	.....	.....	1 020	1 140
TX 330	.....	.....	1 240	1 360
TX 440	.....	.....	1 400	1 560
TX 560	.....	.....	1 590	1 770
TX 666	.....	.....	1 860	2 070
PATHÉ MARCONI				
AT 10	.....	770	860	1 010
AT 236	.....	.....	1 100	1 240
PHILIPS				
RH 781	540	680	.....	.....
RH 743	.....	.....	.....	1 710
RH 742	.....	.....	.....	1 010
RH 752	.....	.....	.....	1 530
RH 712	990	770	860	1 010
RH 814	.....	850	950	1 190
RH 734	.....	700	780	870
RH 741 (av. enc.)	.....	670	750	830
RH 720	.....	.....	.....	1 560
RH 732	.....	.....	1 450	1 620
RH 762	.....	.....	.....	1 440
RH 832	.....	.....	.....	3 360
RH 851	.....	.....	.....	1 800
RH 831	.....	.....	.....	3 695
PIONEER				
LX 440	860	.....	.....	.....
SX 434	.....	1 000	1 110	.....
LX 424	.....	1 040	1 160	.....

	1975	1976	1977	1978
SX 525	940	1 040	.....	.....
SX 535	.....	1 250	1 390	1 550
SX 5530	.....	.....	.....	1 370
SX 7730	.....	.....	.....	2 060
LX 626	.....	.....	1 910	2 120
SX 737	.....	.....	2 040	2 270
LX 830	960	1 100	1 240	.....
SX 939	.....	2 260	2 510	2 790
SX 9930	.....	.....	.....	2 790
SX 1010	.....	3 330	3 710	4 120
SX 450	.....	.....	1 100	1 350
SX 550	.....	.....	1 400	1 670
SX 650	.....	.....	1 790	2 260
SX 750	.....	.....	1 920	2 560
SX 850	.....	.....	2 500	3 760
SX 950	.....	.....	3 450	4 210
SX 1050	.....	.....	3 800	4 391
SX 1250	.....	.....	5 700	6 350
SABA				
8050	800	.....	.....	.....
8080	860	960	.....	.....
8070	.....	.....	1 300	1 440
8090	.....	.....	1 420	1 670
8100	.....	1 450	1 590	1 750
8120	.....	1 610	1 790	1 990
8200	.....	.....	2 700	2 940
8280	.....	.....	.....	4 440
SANSUI				
300 L	800	900	1 000	.....
350	970	1 143	1 420	.....
2000	1 260	1 400	1 640	2 060
5000 A	1 420	1 642	1 930	2 420
250	990	1 100	.....	.....
600 L	610	648	.....	.....
551	.....	.....	1 170	1 300
661	.....	.....	1 380	1 540
771	.....	.....	1 700	1 960
SIX	.....	.....	2 390	.....
EIGHT	2 500	2 760	3 490	.....
331	.....	.....	930	1 100
881	.....	.....	2 470	2 500
8080	.....	.....	.....	3 450
9090	.....	.....	.....	3 800
7070	.....	.....	.....	2 800
SANYO				
DCX 2500	780	790	880	.....
DCX 2300	800	890	990	.....
DCX 3000	1 030	1 150	1 270	1 400
DCX 3300	1 510	1 680	1 870	2 200
DCX 6000	1 190	1 330	1 480	1 690
DCX 8000	1 400	1 560	1 730	1 940
SCHAUB LORENZ				
3500	800	900	.....	.....
4500	1 040	1 100	.....	.....
5500	1 180	1 320	.....	.....
6000	.....	990	1 110	1 230
3501	.....	.....	.....	1 150
5501	.....	.....	.....	1 650
4501	.....	.....	.....	1 300
3600	.....	.....	.....	1 470
3500	.....	.....	.....	2 200
5600	.....	.....	.....	2 200
5600	.....	.....	.....	2 560
5900	.....	.....	.....	2 940
4600	.....	.....	.....	3 040
SCOTT				
R 31 S	850	943	1 050	.....
R 34	680	753	830	.....
R 36	910	1 043	1 160	.....
R 74	1 500	1 773	1 970	2 190
R 75	1 700	2 058	2 270	2 530
R 77	2 000	2 258	2 610	2 790
306 L	.....	.....	910	1 000
316 L	.....	.....	950	1 150
326 L	.....	.....	1 100	1 430
356	.....	.....	1 710	1 320
SHARP				
SA 606	610	700	860	960

	1975	1976	1977	1978
SONAB				
R 4000/2	.....	2 020	2 260	.....
R 4000/3	.....	.....	.....	2 460
R 3000	.....	1 500	1 670	1 870
SONY				
STR 6036	880	970	1 080	.....
STR 6046	1 190	1 330	1 470	.....
STR 7055	1 440	1 660	1 760	.....
STR 6055	1 270	1 410	1 570	.....
STR 6065	1 920	2 130	2 370	2 790
STR 6200	.....	3 240	3 620	4 490
STR 160 L	.....	500	550	690
STR 700	.....	900	1 000	1 190
STR 7025 L	.....	.....	1 150	1 290
STR 7035	.....	.....	.....	1 540
STR 4800	.....	.....	.....	1 950
STR 5800	.....	.....	.....	2 080
STR 6800	.....	.....	.....	2 940
STR 3800	.....	.....	.....	1 720
STR 2800	.....	.....	.....	1 570
TANDBERG				
TR 200	780	870	.....	.....
TR 1000	1 300	1 450	.....	.....
TR 1040	.....	1 740	1 940	.....
TR 2025	.....	.....	.....	1 950
TR 2055	.....	.....	2 500	2 840
TR 2075	.....	.....	3 750	4 540
ULDRA 10	.....	.....	2 060	2 300
SS 12	.....	.....	.....	1 630
TECHNICS				
SA 4200	650	.....	.....	.....
SA 4400	680	.....	.....	.....
SA 5500	970	.....	.....	.....
SA 5350	.....	.....	.....	1 280
SA 5360	.....	.....	.....	1 440
SA 5110	.....	.....	.....	960
SA 5150	.....	.....	.....	1 050
SA 5160	.....	.....	.....	1 290
SA 5250	.....	.....	.....	1 430
SA 6500	1 720	1 830	.....	.....
SA 6300	.....	.....	.....	2 320
SA 5550	.....	.....	.....	2 080
SA 5460	.....	.....	.....	2 420
SA 5560	.....	.....	.....	2 790
TELEFUNKEN				
OPUS 6060	.....	1 400	1 550	1 540
4530	.....	.....	1 310	1 520
2020	.....	.....	680	870
OPUS 7050	.....	.....	.....	2 150
TRX 2000	.....	.....	.....	5 990
TELETON				
TFS 70	.....	.....	1 350	1 500
TFS 80	.....	.....	1 510	1 580
TOSHIBA				
SA 220 L	.....	.....	800	890
SA 300 L	780	870	970	1 070
SA 320 L	820	910	1 020	1 130
SA 304	1 000	1 120	1 230	1 370
SA 420	.....	.....	1 340	1 490
SA 500	1 280	1 420	1 580	1 750
SA 520	.....	.....	1 600	1 790
SA 504	1 790	1 990	2 200	2 460
SA 620	.....	.....	2 300	2 530
SA 514	.....	.....	.....	3 780
VOXSON				
HR 313	.....	650	720	810
YAMAHA				
CR 200	780	860	960	1 070
CR 400	1 010	1 120	1 250	1 390
CR 450	1 140	1 270	1 410	1 570
CR 510 LS	1 130	1 260	1 400	1 560
CR 600	1 740	1 940	2 150	2 390
CR 800	2 130	2 370	2 630	2 930
CR 1000	2 850	3 160	3 520	3 910

TUNERS	1975	1976	1977	1978
AKAI				
AT 550	500	540	.....	.....
AT 580	700	750	.....	.....
AT 2200	.....	.....	580	640

	1975	1976	1977	1978
AT 2400			790	880
AT 2600			1 005	1 110
ASD				
420		1 750	1 540	2 160
B & O				
1700	720	800	900	1 080
BARTHE				
TR 75			820	910
BRANDT ELECTRONIQUE				
T 901		500	640	
BRAUN				
CE 251	730	800		
CE 1020			1 100	1 400
BST				
IC 302		280	320	400
DUAL				
CT 18	660			
CT 19		1 000	1 540	
CT 110			740	850
CT 8	360	480	540	
ESART				
S 12 C	480	510		
S 25 C	640	720		
S 30		1 400	1 700	
CAISSON FM	810	900	1 000	
TUNER S			1 100	1 220
TUNER AM FM		950	1 120	1 380
FILSON				
TS 5	750	850	940	
TS 8	850	950	1 050	
FRANCE ELECTRONIQUE				
HF 100	540	600	660	740
FRANK				
MK 5	1 400	1 650	1 810	
HARMAN KARDON				
CIT 15	1 960	2 250	2 670	2 910
CIT 18				4 600
HITACHI				
FT 300			630	700
FT 520			850	950
FT 920				1 140
KENWOOD				
KT 2001		540	610	
KT 4005		950	1 050	
KT 3300				680
KT 1400			640	720
KT 5300				790
LEAK				
2300			860	950
IREP				
T 101			710	900
LUXMAN				
WL 717	450	510	570	640
WL 550		1 040	1 830	2 030
T 33			1 050	1 350
T 88				1 920
T 110				2 830
TS 550				2 070
MARANTZ				
104	710	650	940	1 230
105	640	800	880	1 170
115		890	990	1 100
115 B		1 150	1 290	1 350
112 D		940	1 230	1 730
125		1 220	1 360	1 510
150			3 620	3 910
2100				1 100
2120				1 870
MERLAND				
TM 204	810			
MONARCH				
88 X			540	640
808 X			710	820

	1975	1976	1977	1978
NIKKO				
FAM 220		540	620	710
FAM 500		690	840	940
FAM 600				1 170
FAM 450				840
NIVICO				
VT 500	570	540	710	790
VT 700	830	970	1 030	1 140
VT 900	1 090	1 210	1 350	1 670
ONKYO				
T 4055			800	940
PHILIPS				
RH 640	410	450	520	570
RH 651	690	990	1 100	1 220
RH 702			1 500	1 700
PIONEER				
TX 6200	380	430	480	
TX 7100	530	560	610	
TX 8100	1 000	1 180	1 300	
TX 9100	1 410	1 620	1 730	
TX 5300			640	780
TX 7500			1 120	1 680
TX 9500			2 050	2 510
TY 6500				1 200
QUAD				
FM 3	690	770	860	960
RADIOLA				
RA 621	610	680	750	840
RA 640		610	680	750
RA 651		1 150	1 280	1 430
REVOX				
A 76	1 530	1 700	1 890	2 100
A 720	4 030	4 473	4 970	5 530
ROGERS				
RAVENSBRUK		400	560	
PANTHERA		850	970	
ROTEL				
RT 624			1 050	1 290
RT 824			1 120	1 510
SABA				
TS 80	560	640	770	
SAE				
MARK VII		4 130	4 590	5 100
SANSUI				
TU 777	800	960	1 080	
TU 666	770	860	980	
TU 505	490	550	610	
TU 4400	580	640	710	
TU 7500	1 090	1 210	1 380	
TU 9000	1 930	2 100	2 400	
TU 3900			920	1 020
TU 5900			1 100	1 400
TU 7900			1 320	1 650
TU 9900			2 840	3 270
SANYO				
FMT 1400	720	800	890	1 050
FMT 1200	860	960	1 070	1 230
FMT 1100			1 080	1 190
SCOTT				
431	910			
516			630	720
526			720	680
T 33 S	2 650	2 940	3 570	3 940
SHARP				
ST 1400				940
ST 3000				1 560
SONY				
ST 88 L	460	520	580	
ST 5055 L	870	970	1 080	1 150
ST 5140	930	1 040	1 170	1 290
ST 5600	610	680	750	940
ST 5130		1 520	1 710	2 190
ST 2950			870	963
ST 3950			1 210	1 350
ST 4950			1 330	1 480
ST 5950				2 390

	1975	1976	1977	1978
SUPERSCOPE				
T 210	400	440	500	
T 220		620	710	
TECHNICS				
ST 3100	580			
ST 3400	660			
ST 3600	910			
ST 3150			720	800
ST 3500			950	1 060
ST 7200			680	760
ST 7600			770	860
ST 9030				2 030
ST 7300				1 000
ST 8080				1 380
ST 9600				1 950
TELETON				
GT 202	380	420	470	520
T 300			530	590
GT 203	430	480	530	590
TOSHIBA				
ST 500	870	970	1 080	
ST 220		620	690	
ST 910				6 640
YAMAHA				
CT 400	690	770	860	
CT 600	950	1 060	1 190	1 310
CT 800	1 220	1 360	1 510	1 680
CT 7000	3 960	4 400	4 890	5 400

ENCEINTES	1975	1976	1977	1978
3 A				
ARIA	300	340	370	
ARIA II	350	390	440	490
ALLEGRETO		480	790	900
ADAGIO		670	980	1 260
ARIOSO	760	850		
ARIOSO MONITOR		990	1 170	1 600
ANDANTE 40		940	1 020	1 570
ANDANTE MASTER			1 980	2 450
ACOUSTIC RESEARCH				
AR7 NOYER	290	300	320	390
AR4a PIN	270			
AR4a NOYER	330			
AR4aA PIN			420	460
AR4aA NOYER			450	500
AR6 NOYER	410	460	510	570
AR2 NOYER	540			
AR2Ax NOYER	560	660	740	840
AR3A NOYER	920	1 030	1 160	1 290
AR LST	3 030	3 370	3 740	4 160
AR5 PIN			930	1 030
AR5 NOYER			1 000	1 130
AR11				2 420
AR12				1 130
AR14				1 280
AR15				700
AR10 M				3 040
ADVENT				
A3				450
A2				690
AKAI (PAIRE)				
SW 30	200	240		
SW 35	290	340	380	430
SW 120 A	570	630		
SW 185	860	880		
SA 600		580	650	720
SA 1000		930	1 040	1 150
SA 1200		1 170	1 300	1 440
ALTEC LANSING				
MODELE UN		580	640	710
MODELE TROIS		760	850	940
MODELE CINQ		1 090	1 210	1 340
MODELE SEPT		1 370	1 520	1 690
MODELE NEUF		1 810	2 010	2 240
SANTANA	1 610	1 760	1 980	
VALENCIA	2 760	3 060	3 400	
SANTIAGO	3 050	3 390	3 770	
BARCELONA	4 030	4 680	4 980	

	1975	1976	1977	1978
AUDAX				
EURYTHMIQUE 20	150	180	210	250
EURYTHMIQUE 30	220	250	290	340
EURYTHMIQUE 40	410	480	550	540
EURYTHMIQUE 60	600	820	860	910
A 230			370	420
A 360			1 000	1 100
A 4101			1 700	2 010
BANG & OLUFSEN				
BEOVOX S 30				520
BEOVOX P 30				616
BEOVOX S 45				728
BEOVOX P 45				864
BEOVOX S 60				1 140
BEOVOX M 70				1 950
BEOVOX M 100				3 080
(la paire)				
BEOVOX 901	290	350		
BEOVOX 1001	380	450		
BEOVOX 2700/2702	630	800		
BEOVOX 3700/3702	940	1 100	1 260	
BEOVOX 4700/02/03	1 120	1 480	1 650	
BEOVOX 5700	2 030	2 460	2 630	
BOSE (PAIRE)				
301				1 330
501			2 010	2 240
901	2 800	3 110	3 400	3 800
BRAUN				
L 420	370	350	390	
L 308		340	380	
L 620	590	660	750	
L 710	750	830	930	1 036
L 810	960	1 070	1 190	1 320
LV 720			1 220	1 300
LV 1020	1 040	1 260	1 520	1 600
B & W				
D 5	300	350	400	520
D M 4	590	670	750	800
D M 2	800	910	1 020	1 140
CONTINENTAL	2 860	3 180	3 530	
D M 6				1 960
D M 7				2 500
CABASSE				
DINGHY	280	340	400	
DINGHY I	450	530	620	710
POMAN	380	440	500	570
SAMPAN LEGER	990	1 100	1 220	1 360
SAMPAN	1 540	1 710	1 900	2 110
GALLION	3 270	3 640	4 040	4 490
BRIGANTIN	4 210	4 670	5 190	5 770
ZEF	270	300	340	370
DINGHY II	560	630	720	810
DINGHY XV			590	660
DINGHY 2 VT	1 520	1 680	1 870	2 080
SAMPAN 3 VTA				4 340
GALLION 3 VTA				6 880
BRIGANTIN 3 VTA				8 080
BRIGANTIN 5				3 110
OURAGAN			2 980	3 330
CELESTION				
DITTON 10	260	290	330	360
DITTON 11	300	330	370	410
COUNTRY	220	260	300	340
DITTON 15 XR	200	240	290	350
DITTON 44	670	740	820	920
DITTON 25	680	760	850	910
DITTON 66	860	960	1 140	1 490
UL 6				540
UL 8				680
UL 10				1 000
ELIPSON				
BE 10	120	140		
BE 30	240	260		
BS 43/2	700	780		
BS 50	770	860		
BS 50/2	650	940		
BS 4040	2 070	2 300		
B 1301			200	220
B 2102			500	560
B 1302		610	690	770

	1975	1976	1977	1978
B 1302 (blanc)		730	810	910
B 2202			750	840
B 1203			1 130	1 270
B 1213			1 660	1 860
BS 302			810	910
BS 402			1 050	1 570
BS 502			1 240	1 380
B 1402			970	1 090
B 1303			1 760	1 960
B 1403			2 390	2 660
B 1503			810	910
B 2203			1 000	1 120
ESART				
E 30 S	210	240	260	
E 40 S	410	450	500	
P 2 S			380	
E 2001			510	
E 45 A			1 700	
ESS				
LAB 1			1 180	1 320
LAB 2			910	1 020
LAB 3			810	900
AMT 1 A			2 430	2 700
AMT 1 AM			2 750	3 060
AMT 1 AB			1 990	2 020
FILSON				
MENUET	180	200	230	
ALTO II		360	400	
ESPACE		1 090	1 210	1 350
F 301		440	490	550
F 401		620	690	770
FISHER (paire)				
XP 7	1 020			
P 56	630	700	780	
GOODMANS				
MINISTER	200	240	270	
HAVANT	270	300	340	
MEZZO SL	350	400	450	
MAGNUM MK II	450			
MAGNUM SL		510	600	
GOODWOOD	720	810	900	
DIM 3	830	930	1 000	1 050
ACHROMAT 100			400	450
ACHROMAT 250			540	620
HRC				
WOODSTOCK		400	440	500
ILE DE WIGHT		640	710	790
MANHATTAN		870	920	1 000
RECITAL				1 140
SYMPHONIE				1 650
INFINITY				
PS II				640
MONITOR				1 500
COLUMN II				1 860
J B LANSING				
LANCER 25 PRIMA	1 340	1 490		
AQUARIUS 4	1 400			
CONTROL ROOM MONITOR 4310	1 440			
LANCER 100 CENTURY	1 520	1 690	1 880	
AQUARIUS 1	2 400			
LANCER 55	2 260	2 520		
LANCER 45 PLAIR	4 150	4 690	5 130	
OLYMPUS S 7 R	6 260	6 960		
PARAGON	25 100	27 000		
L 16			600	650
L 26		730	830	900
CONTROL ROOM 4311			1 800	1 990
L 36				1 000
L 200				4 300
L 300				3 000
L 100				2 090
K L H				
31	290	330	360	400
101	310	350	380	430
102	410	450	510	570
103	810	900	1 000	1 120
CB 8				780
CB 10				1 160

	1975	1976	1977	1978
CL 3			1 290	1 430
CL 4			1 350	1 500
SCX 2				2 940
SCX 3				3 780
LABORATOIRE ELECTRONIQUE DU SON				
B 10	200	250	300	350
B 15	220	280	340	410
B 35	350	410	420	490
B 50	440	530	640	760
LES 55			490	540
LES 75				810
LEAK				
SANDWICH 200	200	370	420	
SANDWICH 300	320	440	490	
SANDWICH 600	610	680	760	
2020			250	280
2030			440	490
2060			670	740
2075			1 830	2 030
MAGNAT				
BULL II			690	
SUPER BULL II			940	
LOS 1000			1 200	
LOS 2000			1 600	
BABY BULL			260	
BULL 100				650
BULL 200				810
BULL 300				1 050
MARANTZ				
IMPERIAL 4G	320	390	430	
IMPERIAL 5G	370	420	495	
IMPERIAL 6G	500	570	680	
IMPERIAL 7G	580	640	770	
HD 44			480	540
HD 55			720	880
HD 660			920	1 110
HD 770			1 600	1 840
HD 880			2 500	2 780
MARTIN				
MINI DAN	200	230		
MICRO MAX	260	300		
MAXI MAX	480	530		
SUPER MAX	560	630		
LABORATORY MK II	630	700		
CRESCENDO/2	1 000	1 110		
KRYPTON	1 333	1 480		
EXOROST	1 400	1 570		
MAGNIFICAT	2 300	2 500	2 700	
GAMMA 204			280	320
GAMMA 208			470	580
GAMMA 308			640	720
GAMMA 210			720	860
GAMMA 310			840	950
GAMMA 312			950	1 070
GAMMA 412			1 100	1 470
GAMMA 1200			1 450	1 750
GAMMA 1500			1 700	2 100
MONITOR AUDIO				
MA 7			510	560
MA 5 MK II			640	720
MA 4			890	900
MA 1			1 430	1 590
MA II			1 970	2 110
NIVICO				
SK 33			290	320
SK 44			390	440
SK 55			560	630
PHILIPS				
RH 493	240	260	290	330
RH 532		1 030	1 150	1 270
RH 544				1 310
RH 541				900
RH 452				240
RH 453				370
RH 456				500
RH 457				710

	1975	1976	1977	1978
PIONEER				
CSE 300	360	400	450	
CSE 700	1 220	1 360	1 513	
CSE 320				260
CS 515				330
CS 513				240
HPM 40				670
HPM 60				960
HPM 100				1 550
QUAD (paire)				
ESL	1 720	1 960	2 210	3 460
RADIOLA				
RA 453				370
RA 456				500
RA 541				900
RA 544				1 310
MFB 60				1 070
ROGERS				
COMPACT		530	590	
EXPORT		1 235	1 370	
BBC	1 390	1 550	1 720	
SABA				
FL 50			470	520
FL 60			590	660
FL 70			680	760
SANSUI				
SP 10	190			
SP 30	270			
SP 50	490	550		
SP 70	530	590		
SP 150	680	750		
SP 1200	1 130	1 250		
SP 1700	960	1 070		
SP 2500	1 000	1 120	1 240	
SP 3500	1 220	1 360	1 510	1 680
SP 3000			1 280	1 420
SP 4000			1 070	1 190
SP 4500			1 240	1 380
SP 5000			1 570	1 740
LM 110			600	750
LM 220			850	900
LM 330			1 080	1 160
ES 30			380	430
ES 50			500	570
ES 100			610	700
ES 200			800	890
SCOTT				
S 11		460	540	640
S 17	190	270	250	330
S 15	370	440	500	540
S 42		420	480	500
D 51		610	690	780
S 61		700	800	920
S 186 B				720
S 196 B				950
PR 070				1 170
PRO 100				1 720
S 176				380
S 177				560
SERVO SOUND				
SL 21	560	620	690	773
SL 101		960	1 070	1 190
SIARE				
X 25	190	240		
FX 20	170	190		
FX 25		170	190	250
FX 30		310	350	390
FX 35		150	170	190
B 3 X		270	300	370
C 2 X		130	150	170
FUGUE 50	600	680	750	
FUGUE 100	1 060	1 180	1 210	
FUGUE 200				980
CX 22				260
BX 32				390
CX 32				510
AXFORD PR 5				610

	1975	1976	1977	1978
SKANIA				
S 20				210
S 25				290
S 35				340
S 50				530
S 60				660
SONAB				
OD 11		450	540	600
OA 12		720	800	890
OA 14		940	1 040	1 160
OA 116			1 820	2 020
OA 212				3 250
SUPRAVOX				
PICOLA I	220	250	280	
PICOLA II (10W)	350	390	440	
PICOLA II (40W)	450	500	550	
DAUPHINE (10W)	420	470	520	
DAUPHINE (40W)	510	410	470	
612	540			
SALON	910	1 010	1 120	1 250
TANDBERG				
FASETT	250	270	300	340
TL 1520			370	410
TL 2520			540	600
TL 3520			750	830
TL 5020			1 000	1 120
TL 8020			2 040	2 270
TANNOY				
SB 4500				650
SB 472				740
SB 5000				710
SB 6000				1 400
SB 7000				2 520
VERAC				
G 122				240
G 135				840
G 337				1 570
WHARFEDALE				
DENTON 15 W	200	220	240	270
SUPER DENTON	270	300	330	370
DENTON 3		250	260	320
LINTON 3	310	210	250	290
TRITON 3	350	390	430	480
METON 2	410	450	500	560
DOVEDALE 3	650	720	810	900
SUPER 60	730	820	910	1 010
CHEVIN				140
DENTON 2 XP				200
GLENDALE 3 XP				440
AIREDALE SP				1 160
DOVEDALE SP				740

PLATINES TOURNE-DISQUES	1975	1976	1977	1978
AKAI				
AP 002	330			
AP 004	390	480		
AP 001			450	490
AP 003			470	540
AP 005			560	740
AP 420	700	780	860	1 080
AP 006				950
AP 10				840
BARTHE				
PRO II		620		
PRO II AA			660	970
ROTOFLUID REGIE				1 560
ROTOFLUID DISQUAIRE				970
B & O				
BEOGRAM 1000/1001	330	380		
BEOGRAM 1200	480	550		
BEOGRAM 1202/1203		600	750	800
BEOGRAM 1500	640	700		
BEOGRAM 3000		900	1 050	1 150
BEOGRAM 4000		1 850	2 150	2 350
BEOGRAM 1100				890

	1975	1976	1977	1978
BRAUN				
PS 338				1 270
PS 350				1 070
PS 450				1 200
C E C				
BD 2000		370	450	
BD 5000		600	670	740
BA 600				770
BD 1000				410
CONNOISSEUR				
BD 3			530	680
BD 2	230	290	360	
DENON				
F 3700			2 700	2 990
DP 3000				1 970
DP 1700				1 840
SL 7				1 080
DUAL (COMPLETE)				
CS 12	180	210		
CS 16	290	340		
CS 18			450	
CS 32	490			
CS 34		630	700	
CS 24			580	680
CS 40	720	800	690	950
CS 70	970	1 080	1 110	1 360
CS 601				950
CS 14		310	350	390
CS 721				1 490
CS 510				850
FISHER				
MT 6225				1 100
GARRARD				
Z 100 SB	460	530	600	720
Z 100 C	720	800	690	1 050
86 SB	230	280	330	430
SL 65 B	240	290		
401 (S/BRAS)	260	350	460	540
HARMAN KARDON				
ST 7			2 350	2 610
ST 6				2 090
HITACHI				
PS 10	490	540	600	670
PS 12	530	630	700	780
PS 17			600	670
PS 38			790	890
PS 48			900	1 000
KENWOOD				
1022		400	440	450
2022 A		520	580	600
3022		700	780	860
5022 A		890	1 100	1 390
2033			720	810
3033			840	940
5033				1 470
LENCO				
B 55	240	260	290	330
L 75	320	370	420	500
L 78		430	510	540
L 85		530	720	890
L 65				450
L 82				740
L 90				1 130
L 84				930
L 80				520
MARANTZ				
6300				1 270
6320				1 160
MICRO				
SOLID 1				450
MB 122				460
DD 1				720
DD 5				1 150
TAKE 5				900
MONARCH				
T 700				430
T 700 A				570

	1975	1976	1977	1978
NIVICO				
VL 5	900	1 020	1 130	1 290
M 5240		660	730	810
M 473		640	710	790
ONKYO				
CP 50			800	910
CP 55			560	630
CP 80			1 570	1 740
CP 30				540
CP 700 M				1 080
PHILIPS				
GA 207	270	300	360	
GA 407	330	370	430	470
GA 408	390	440	500	560
GA 212	340	410	490	580
GA 209				1 130
GA 418				560
GA 224				230
GA 161				350
GA 427				480
GA 406				540
GA 222				930
PIONEER				
PL 12 D	300	340		
PL 15 D	450	550		
PL 10	330	380		
PL 51		1 050	1 250	
PL 71		1 500	1 800	
PL 112 D			410	490
PL 115 D			600	680
PL 117 D			690	770
PL 510 D			810	960
RADIOLA				
RA 406		460	510	560
RA 8540				730
RA 222			650	730
RA 209				950
SANSUI				
SR 1050 K	310	360	420	
SR 1050 C	320	390	490	
SR 2050 C	800	980		
SR 4050 C	1 017	1 130		
SR 212				610
SR 525				1 210
SR 929				2 900
FR 1080				640
FR 5080				1 860
SR 222				630
SANYO				
TP 725			860	960
TP 1000				1 900
TP 1200				1 380
TP 625				680
TP 92 S				630
TP 600				1 040
SHARP				
TP 725				1 690
RP 1500				550
RP 3500				1 580
SCOTT				
PS 91	630	707		
PS 16			460	520
PS 36			610	680
PS 76			760	860
SONAB				
55 S		520	580	
67 S				870
SONY				
PS 8750		2 910	3 240	3 600
PS 5050	800	890	990	1 100
PS 4750		1 220	1 360	1 510
PS 1350				580
PS 2350				640
PS 3750				1 440
PS 6750				1 680
PS 4300				1 520

	1975	1976	1977	1978
TECHNICS				
SL 23			480	543
SL 2000				690
SL 1500	680	760	860	
SL 1510			890	990
SL 1300	700	800	960	
SL 1350			1 420	1 640
SL 1100	1 110	1 250	1 400	1 570
SL 1700				890
THORENS				
TD 150/II	360	419		
TD 125 MK II	960	1 060	1 180	
TD 165		440	500	610
TD 160		530	640	
TD 166			460	560
TD 145			890	1 040
TD 126			1 400	1 690
TOSHIBA				
SR 300	490	540	600	670
SR 330				570
SR 355				1 410
SR 80	730	820	910	1 010
SR 510				2 180
SR 870			1 030	1 150
YAMAHA				
YS 50 F			510	570
YP 450			520	580
YP 400			750	860
YP 701			910	1 010
YP 800			1 530	1 700

MAGNETOPHONES	1975	1976	1977	1978
AIWA				
AD 6500			1 700	1 860
AD 1200			980	1 020
AD 1300			1 190	1 320
AD 1500			1 380	1 520
AD 1600			1 510	1 740
AD 1800			1 740	1 980
AKAI				
4000 DS	540			
4000 DS MK II	660	760	840	920
4000 DB		950	1 000	1 240
1722 L			1 050	1 170
1731 L	1 170	990		
1730 SS	1 430	1 590		
1730 DSS	1 270	1 410	1 560	
X 201 D	1 000	1 100	1 200	1 300
GX 260 D	1 720	1 920		
GX 285	2 300			
CS 33 D	640	720		
CS 35 D	530	590		
CS 7020				940
CS 7060				1 060
CS 7070				1 290
GXC 36 D	630	700		
GXC 40 D	660	740		
GXC 38 D	910	1 020		
GXC 510 D		1 220	1 350	1 500
GXC 45 D	1 030	1 150	1 280	
GXC 40 T	1 000	1 120	1 230	
GXC 75 D	1 200	1 350	1 500	
GXR 82 D	880	960	1 090	
GXR 82	1 070	1 190	1 330	
CR 81 T	1 120	1 250		
GX 210 D			1 544	1 760
GX 230 D			1 870	2 060
GX 270 D			2 050	2 280
GX 600 D		1 800	2 010	
GX 600 D PRO		2 100	2 340	
GX 600 DB		2 430	2 700	
GX 630 D		1 960	2 200	2 340
GX 630 DB		2 390	2 550	2 740
GX 630 D PRO		1 960	2 200	2 340
GX 400 D	3 490	3 870	4 310	
GX 400 D PRO	3 690	4 100	4 560	
GX 400 DSS	4 970	5 520	6 140	
GX 280 DSS				3 460
GX 630 DSS				3 650
CS 34 D		650	730	810

	1975	1976	1977	1978
GXC 39 D			980	1 090
GXC 310 D			1 200	1 330
GXC 325 D			1 540	1 720
GXC 510 D			1 350	1 500
GXC 710 D			1 240	1 380
GXC 740 D			2 580	2 870
GXC 760 D			3 050	3 280
GXC 570 D			2 150	2 400
GXC 75 D			1 500	1 670
GXC 39 D			880	930
GXC 310			1 310	1 460
GR 83 D				770
GX 230			2 070	2 310
GX 650 D				3 840
B & O				
BEOCORD 2200				1 830
BASF				
8100			920	1 030
8200			1 440	1 600
BRAUN				
TG 1000	3 020	3 350		
TCD 300	1 300	1 470		
TGC 450		1 100	1 400	1 650
DUAL				
CTG 29	560			
C 901			1 590	1 770
C 919			1 500	1 760
GRUNDIG				
TK 246	540	610		
TK 248	880	1 050		
TK 600	1 000	1 360		
TK 244		890	1 000	1 180
TK 745			1 110	1 280
TS 600	1 060	1 180	1 480	
TK 847				1 780
TK 850 FM				1 900
CN 730				910
CN 700				600
CW 1000				2 750
HARMAN KARDON				
2000		1 490	1 660	1 840
HITACHI				
D 600			1 110	1 230
D 2150			810	900
D 2330			730	810
D 2360			970	070
D 3500			1 850	2 060
KENWOOD				
KX 620			960	1 080
KX 710			1 170	1 220
KX 510			1 400	1 570
MARANTZ				
5120				1 580
5420				2 400
5220				2 200
NAKAMICHI				
DT 250				1 120
DT 350				1 700
DT 500				1 730
DT 1000			5 780	6 310
DT 700			3 230	3 550
DT 600			2 010	2 230
DT 550				2 230
NIVICO				
CD 1669	2 230	2 470	2 750	
CD 1667	1 040	1 160	1 290	
CD 1666	770	860	950	
CD 1920		1 060	1 290	
CD 1950			1 350	1 500
CD 1970			1 590	1 770
CD 1635			1 360	1 510
CD 1636			910	1 020
CD 1740			780	870
PHILIPS				
N 4414	900			
N 4415	1 040			
N 4418	1 580			

	1975	1976	1977	1978
N 4510	1 630			
N 4450	2 880	3 200	3 560	3 960
N 2509		730	810	1 020
N 2510		1 020	1 130	1 260
N 4511				2 020
N 4415			1 160	1 290
N 4417			1 700	1 890
N 4419			2 390	2 560
N 4504			1 250	1 390
N 2515			810	900
N 2520			1 080	1 200
N 2408			1 360	1 510
PIONEER				
CTF 2121			890	990
CTF 3131			960	1 070
CTF 4141			920	1 030
CTF 6161			1 150	1 280
CTF 7171			1 210	1 490
CTF 9191			2 170	2 420
RT 1011			2 450	2 700
RADIOLA				
RA 2406			1 240	1 370
RA 2515			850	940
RA 2507			550	610
RA 2520			1 230	1 360
RA 4415			1 130	1 260
RA 4417			1 570	1 750
RA 4419			2 010	2 240
RA 5504			1 190	1 330
RA 4511			1 630	1 820
RA 4420				1 720
RA 4422				2 170
REVOX				
A 77 MK III 1102/04	2 290			
1122/24	2 540			
1302/04	2 220			
1322/24	2 450			
1222/24	2 670			
A 77 MK III NOUV. MODELE				
1102/04			2 600	2 800
1122/24			3 000	3 240
1302/04			2 590	2 790
1322/24			2 750	3 080
1222/24			3 040	3 400
1132/34			3 460	3 870
A 700			5 700	6 390
SABA				
TG 564	700	900	1 120	
TG 664	940	1 030	1 290	
TG 674		1 150	1 290	
TG 454		440	580	
CR 832			1 070	1 190
CR 833			720	810
CR 835			980	1 090
CR 836			1 000	1 120
SANSUI				
SC 737			1 400	1 560
SC 2000			1 420	1 580
SC 2002			1 420	1 580
SC 3000			1 730	1 920
SC 3002			1 730	1 920
SHARP				
RD 712	550			
RD 423	460			
SONAB				
C 500	1 200	1 370	1 520	
SONY				
TC 756	2 000	2 260		
TC 280	790	990		
TC 730	1 550	1 980		
TC 630	2 280	2 530		
TC 755	2 380	2 640		
TC 377	1 100	1 370		
TC 640	1 650	1 840	2 040	2 560
TC 127	610	690	660	960
TC 129	660	740	820	910
TC 131	900	1 005	1 170	1 240
TC 165				1 590
TC 161				2 070

	1975	1976	1977	1978
TC 142				840
TC 182				1 450
TC 378				1 490
TC 458				1 920
TC 645				2 060
TC 756/2				3 280
TC 850/2				5 180
TC 880/2				10 640
TC 510/2				3 480
TC 570				1 540
TC 277-4				1 300
TC 366-4				2 040
TC 788-4				5 160
TC 177 SD				2 960
TC 137 SD				1 540
TC 136 SD				1 120
TC 135 SD				940
TC 186 SD				910
TC 204				1 420
TC 206				1 590
TC 209				2 170
TANDBERG				
3000 X	1 090			
TCD 300	1 250			
9000 X	1 910	2 120	2 300	
3321141			1 530	1 700
3621141			1 980	2 200
9121141			2 820	3 040
3421141			2 090	2 220
TCD 310			1 560	1 750
9041				3 060
TCD 330				3 230
10 XD				4 450
3600 X				1 920
TEAC				
A 1230-214 T	1 700	1 980		
A 1250	2 040	2 270		
A 4010 SL	2 440	2 710	3 020	
A 4070	3 180	3 540		
A 7010 GSL	4 770	5 300	5 830	6 900
A 7030	3 180	3 540	3 930	4 710
A 7030 SL	4 340	4 810	5 350	
A 3300-10/11	2 550	2 840	3 090	3 230
A 3340	4 540	5 040	5 500	5 900
A 350	1 340	1 490	1 760	
A 360	1 720	1 910	2 160	2 360
A 160	840	990	1 060	1 210
A 6300			4 150	4 620
A 170				1 110
A 400				1 330
A 450	1 560	1 730	1 920	2 140
A 460				2 370
A 2340				3 710
A 7300				4 500
A 650				2 700
TECHNICS				
RS 256 US	510	720		
RS 275 US	1 450	1 810		
RS 610			900	1 000
RS 676			2 060	2 430
RS 269		700	780	870
RS 630				1 100
RS 671				1 360
RS 676				1 690
RS 678				2 100
UHER				
724	1 620	1 290		
263 S	1 340	1 490		
ROYAL DE LUXE	1 830	2 040		
4000 IC		1 330	1 480	1 650
4200/4400		1 640	1 820	2 030
CG 360			2 010	2 140
CR 210		1 410	1 560	1 640
CG 320				1 750
SG 510				1 550
SG 520				1 580
SG 560				2 500
5000 U	1 170	1 300	1 440	1 610
LG 630				3 400
YAMAHA				
TC 800 GL				1 600

CHAINES COMPACTES	1975	1976	1977	1978
AIWA				
AF 5080			2 850	3 100
B & O				
1800			1 950	2 430
3500			3 050	3 820
BRANDT ELECTRONIQUE				
PAT 1501 K				2 280
PAT 251 K				3 000
PAT 3531 K				4 080
BRAUN				
250 S	540			
260 S	1 130			
AUDIO 300	1 480			
AUDIO 308			1 960	2 310
AUDIO 400			3 410	4 010
CONTINENTAL EDISON				
CT 9536			2 130	2 370
CT 9538			2 420	2 690
CT 9533			1 160	1 290
DUAL				
HS 52	660	730		
HS 53		940	1 030	
KA 12 L	790	870	1 020	
KA 31 L	1 020	1 130	1 260	
KA 60 L		2 240	2 490	3 100
HS 14 L				1 300
HS 15 L				1 570
KA 32				1 700
KA 450				3 340
KA 230				2 450
HS 141				1 440
HS 150	1 070	1 190	1 320	
GRUNDIG				
STUDIO 1600	990	1 000		
STUDIO 1620				1 410
STUDIO 2000	1 050	1 200	1 490	1 640
STUDIO 2040	1 640	1 820	2 020	2 330
STUDIO 1520				950
STUDIO 2240				2 890
STUDIO 3010				1 890
STUDIO 2220				2 620
HITACHI				
SDT 2375				2 390
SD 2600				2 130
SDT 2680				2 710
SDT 2690				3 290
NATIONAL				
SG 1010 L		1 070	1 190	1 490
SG 1050 L		1 100	1 240	1 600
SG 1020				1 370
SG 1070 L				2 050
SG 2070				2 580
SG 2080				2 790
SG 1080				2 440
SG 1090				3 060
PHILIPS				
RH 802	1 010	1 130		
RH 829	1 980	2 200	2 510	
RH 852		1 320	1 460	1 630
RH 937		2 150	2 340	2 660
RH 814			660	750
RH 837	1 310	1 510	1 680	1 870
RADIOLA				
RA 852	1 140	1 260	1 400	1 560
RA 907		950	1 060	1 180
SABA				
8730				1 750
8760				2 400
SANYO				
G 2601	1 550	1 700	1 910	2 390
DXT 5500		1 160	1 280	1 610
MR 414	750	840	930	
G 2612	790	880	980	
G 2615	1 010	1 120	1 230	
SHARP				
SG 400 H			2 950	3 240

lisez,

